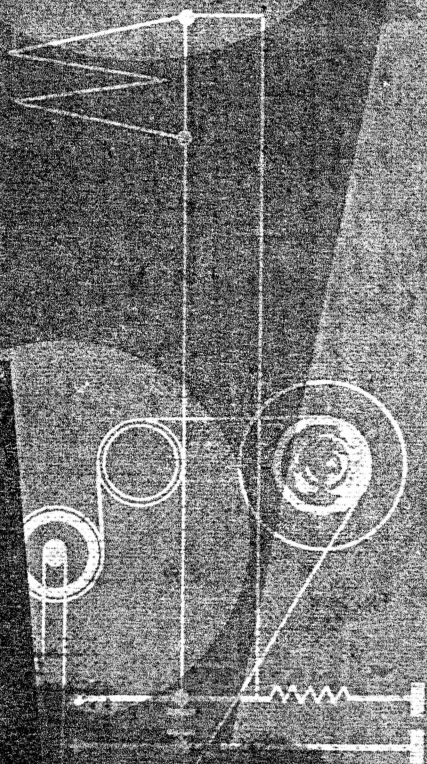


APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES PROCEDES ELECTRONIQUES



A. HAAS

EDITEUR RADIO

DU MÊME AUTEUR, AUX ÉDITIONS RADIO :

- **L'omnimètre.**
- **Les lampemètres (épuisé).**
- **Les voltmètres électroniques.**
- **Les générateurs B. F.**
- **Technique de l'oscilloscope.**
- **L'oscilloscope au travail.**
- **Mesures électroniques.**
- **Laboratoire d'électronique.**

OUVRAGES TRADUITS A L'ÉTRANGER :

- **The Oscilloscope at work. — Iliffe and Sons, Londres.**
- **Oscilloscope Techniques. — Gernsback Library, New-York.**
- **El Moderno Laboratorio de Radio. — Paraninfo, Madrid.**
- **El Oscillografo en servicio. — Marcombo, Barcelone.**
- **Basic Industrial Electronics Course. — Gernsback Library, New-York.**
- **Basic Industrial Electronics. — Iliffe and Sons, Londres.**

A. HAAS

Ingénieur E. E. M. I.

APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES PROCÉDÉS ÉLECTRONIQUES

APPLICATIONS
DES TECHNIQUES
ÉLECTRONIQUES
AUX OPÉRATIONS
INDUSTRIELLES
MODERNES

ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob — PARIS-VI^e

© by Editions Radio, 1966
Tous droits de traduction et de
reproduction réservés pour tous pays.
Microfilms et photocopies,
même partiels, interdits.

Imprimé en France
IMPRIMERIES RÉUNIES
DE CHAMBÉRY

Dépôt légal : 3^e trimestre 1966
Editeur n° 420. Imprimeur n° 2412

PRÉFACE

L'électronique, la magie de notre époque, devient un domaine bien compliqué qui s'étend de plus en plus loin. Lorsqu'il fut créé il y a une trentaine d'années, ce terme ne désignait guère autre chose que la radioémission et la radioréception (« la radio »). Aujourd'hui, les sciences et techniques électroniques, qui ont permis la réalisation de la plupart des appareils dits de distraction, le radar et les équipements de télécommunication envahissent des domaines aussi différents que la conduite d'opérations industrielles, la recherche, le diagnostic et les traitements médicaux, les techniques nucléaires, la comptabilité et d'autres travaux de bureau et, d'une manière générale, pratiquement tout domaine d'activité humaine.

Ainsi l'électronique devient une discipline de plus en plus complexe, composée d'un nombre de plus en plus grand de domaines spécialisés. Il existe d'innombrables ouvrages et articles excellents consacrés à des problèmes bien définis et délimités, et il n'est guère possible de s'en passer si l'on s'intéresse à un secteur particulier. Mais les arbres peuvent empêcher de voir la forêt, et il devient de plus en plus difficile d'obtenir une vue d'ensemble de l'entité appelée électronique.

Le présent ouvrage se propose de présenter une telle vue d'ensemble du vaste domaine de l'électronique industrielle qui comprend les applications nombreuses et variées des techniques électroniques aux opérations industrielles modernes. Il est évident que si une vue d'oiseau embrasse un paysage étendu, elle manque de détails. Pour épuiser un sujet aussi large, il faudrait écrire toute une série de livres. Nous ne tenterons donc aucun traitement exhaustif du sujet. Le nombre de cas et de problèmes particuliers est pratiquement infini, et il est évidemment impossible de les explorer tous. Cependant, les schémas de base ne sont pas trop nombreux pour être étudiés, et tous les systèmes sont bâtis avec les « briques » que sont les éléments de base, et dont les types sont peu nombreux. Un équipement complexe se réduit ainsi en fin de compte à un assemblage judicieux d'éléments de base, car les mystérieuses « boîtes noires » contiennent des amplificateurs, des relais, des alimentations et d'autres montages classiques qui n'ont rien de mystérieux.

Nous avons voulu présenter une vue essentiellement pratique du sujet, toujours centrée sur la réalité physique des phénomènes mis en jeu. Les études purement théoriques et les calculs compliqués qui n'étaient pas nécessaires à la compréhension ont été évités. Par ailleurs, même la vue d'oiseau a ses limites, et cet ouvrage n'est pas une encyclopédie. Son sujet est l'électronique industrielle. En incluant la radiodiffusion et la télévision, le radar, l'électronique médicale et nucléaire et les calculateurs, nous serions arrivés à une microminiaturisation du texte ne laissant plus aucune place à l'information utile, fut-elle rédigée en style télégraphique.

Montrouge, janvier 1966
Alfred HAAS

Note

Cet ouvrage a été publié pour la première fois en 1962 par Gernsback Library à New York, puis en 1964 par Iliffe Books Ltd à Londres. La présente édition française suit le plan général des publications précédentes, mais a été considérablement augmentée et mise à jour pour tenir compte des applications croissantes des dispositifs semiconducteurs.

A. H.

A — LES VOIES ET LES MOYENS DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Avant d'examiner les montages utilisés en électronique industrielle, il est bon de délimiter le sujet et de dégager la philosophie d'application de l'électronique à l'industrie.

A. 1. — Electricité et électronique

Bien qu'elle n'ait reçu son nom que beaucoup plus tard, l'électronique est née avec l'invention du tube thermoionique, à vide et à gaz. Ce n'était alors qu'une pousse frêle de l'arbre déjà séculaire de l'électricité. Comme l'électricité et l'électronique traitent toutes les deux du mouvement des électrons qui constituent le courant, on peut faire une distinction selon le milieu dans lequel évoluent ces électrons. En électricité, c'est un métal relativement bon conducteur; en électronique, c'était, il y a une vingtaine d'années, le vide ou le gaz.

L'apparition des dispositifs semiconducteurs a bouleversé ce schéma un peu simpliste. Aujourd'hui, on peut définir l'électronique comme la science et la technique traitant de l'action des électrons dans des milieux autres que les *bons* conducteurs (métaux): vide, gaz, semiconducteurs et isolants (considérés comme semiconducteurs à très faible conductivité). Il serait logique de rattacher l'électrolyse, traditionnellement considérée comme une application de l'électricité, à l'électronique. Les redresseurs électrolytiques ont précédé les redresseurs à l'état solide; bien qu'ils soient abandonnés aujourd'hui à cause de leurs caractéristiques très médiocres, ils peuvent ressusciter un jour. Le *solion* est sans conteste un dispositif électronique.

Cette définition basée sur le *milieu* de propagation des électrons manque donc de rigueur. On pourrait caractériser l'électronique plus judicieusement par la mise en œuvre de tubes électroniques (à vide et à gaz) et de dispositifs semiconducteurs (diodes et transistors). Ces dispositifs sont *actifs* pour la plupart, c'est-à-dire capables d'amplifier ou, plus généralement, de transformer des signaux électriques. Un montage est donc électronique s'il emploie des tubes, transistors ou diodes.

Mais l'électronique reste toujours une branche de l'électricité plutôt qu'une discipline entièrement différente. En électronique industrielle surtout, le courant commandé électroniquement actionne souvent des relais et moteurs, dispositifs appartenant sans aucun doute à l'électricité classique.

A. 2. — L'électronique, outil de l'industrie moderne

Le développement énorme de l'industrie est certainement le fait le plus remarquable de notre époque. Les facilités modernes de communication et de transport et d'autres facteurs économiques et sociaux ont poussé l'industrie vers la production de masse pour servir des

marchés en expansion. Les biens doivent être produits économiquement pour être compétitifs et à la portée de la bourse du consommateur. Par ailleurs, le niveau de vie élevé a fait de la main-d'œuvre une ressource coûteuse à ne pas gaspiller, sans parler de la pénurie d'ouvriers et de techniciens qualifiés. Pour toutes ces raisons, l'industrie est constamment à l'affût de procédés nouveaux pour produire davantage de biens de meilleure qualité à moindres frais.

L'électronique peut aider l'industrie dans de nombreux domaines en apportant des solutions à ses problèmes de production. Des équipements électroniques sont utilisés pour la commande automatique précise de machines-outils, pour l'inspection et le tri de composants et produits finis, pour jauger et compter et pour protéger les opérateurs et les installations. On peut grouper toutes ces applications sous le titre *aides électroniques à la fabrication*.

Faisant un pas de plus, on peut rendre complètement automatique le transfert d'une pièce d'une station d'usinage à la suivante et coordonner le fonctionnement des machines individuelles et l'opération de transfert par une calculatrice recevant des machines les informations nécessaires sur le déroulement des opérations et leur envoyant immédiatement les ordres précis pour que la fabrication s'effectue sans heurt dans les meilleures conditions. En étendant ce principe à l'ensemble de la chaîne de production, on arrive à la *conduite automatique de la production* (automation en anglais). Les industries chimique et pétrochimique ont largement automatisé leurs installations, et l'industrie automobile a automatisé certaines chaînes. Dans de telles usines, la production se déroule pratiquement sans intervention humaine, on ne voit pas d'ouvriers devant les machines. En revanche, il faut des techniciens qualifiés plus nombreux pour la maintenance, car tout dérangement équivaut à un arrêt total de la fabrication jusqu'à l'élimination du dérangement.

Par ailleurs, l'industrie fait fréquemment appel à des méthodes électroniques pour le chauffage, la fusion, le soudage, le découpage et le perçage, la précipitation des poussières et de la peinture, la métallisation sous vide et d'autres opérations plus ou moins courantes qui souvent ne peuvent pas être effectuées aussi facilement par d'autres méthodes. Les *outils électroniques* sont relativement coûteux, mais leur emploi est cependant économique dans la fabrication de dispositifs délicats et comparativement chers comme les tubes électroniques et les transistors.

Par des outils, aides et conduites automatiques, l'électronique peut donc aider l'industrie à résoudre ses problèmes de production. Mais la solution électronique n'est pas toujours la seule, ni forcément la meilleure. Dans beaucoup de cas, des méthodes purement électrique, mécanique, hydraulique ou pneumatique peuvent donner satisfaction, et ce serait une erreur d'insister sur un système électronique si d'autres types d'équipements sont plus simples, moins coûteux ou plus fiables. L'amplification et la transformation de signaux peuvent aussi être réalisées par des dispositifs électriques, mécaniques, hydrauliques ou pneumatiques ou par une combinaison de ces dispositifs; mais un tel ensemble est généralement plus encombrant et plus coûteux que l'équipement électronique correspondant. Et dans les commandes et transmissions à distance, seule l'électronique offre des solutions économiques d'une souplesse incomparable.

A. 3. — Problèmes de fiabilité

Si votre téléviseur domestique tombe en panne, c'est généralement un ennui plutôt qu'une catastrophe, et vous risquez tout au plus de rater une émission intéressante en attendant la venue du dépanneur. En revanche, si un équipement de commande industrielle se détraque, c'est un arrêt de production pouvant être très coûteux, et peut-être le chômage forcé d'ouvriers. Il est donc compréhensible qu'un industriel à qui on parle d'électronique s'inquiète immédiatement de la *fiabilité* (sécurité de fonctionnement) du matériel. ✓

Les premiers équipements d'électronique industrielle étaient construits avec les mêmes composants que les radiorécepteurs du commerce, et leurs pannes fréquentes ont beaucoup contribué à discréditer l'électronique. Depuis, on a beaucoup fait pour améliorer les pièces détachées, et une « série professionnelle » de composants, adaptés à des conditions d'ambiance

beaucoup plus sévères (température, humidité, poussière, chocs et vibrations) a été créée. De tels composants sont évidemment beaucoup plus chers, mais par la réduction du nombre de pannes, la dépense supplémentaire est parfaitement rentable.

La fiabilité a été étudiée mathématiquement, toute grande usine a ses services de gestion de qualité et conduit des programmes de fiabilité. De ce fait, la défaillance d'un équipement d'électronique industrielle est devenue exceptionnelle et peut généralement être réparée aussitôt. Que les esprits critiques veuillent bien ne pas oublier que l'opérateur humain n'est pas infailible non plus, et qu'un système électronique est presque toujours plus sûr.

Comme une fiabilité illimitée ne peut pas exister, les spécifications prévoient un *temps de fonctionnement sans panne* de 2000 h par exemple, ce qui signifie que, dans les conditions spécifiées de fonctionnement et d'ambiance, il est hautement improbable qu'un dérangement survienne durant les 2000 premières heures de marche. Cela ne veut pas dire que l'équipement tombera en panne à la 2001^e heure; en fait, il *peut* bien fonctionner 10 000 h sans défaillance. Mais comme on n'en est pas sûr, on ne peut pas considérer comme fiable le fonctionnement au-delà de 2000 h.

A la fin de cette période spécifiée de marche (qui peut être affichée par un indicateur de temps de fonctionnement), un technicien de maintenance doit vérifier à fond l'équipement en suivant s'il y a lieu les instructions du constructeur. Il examinera en particulier les pièces sujettes à l'usure (relais, commutateurs) et tous les composants dont les caractéristiques peuvent varier. Il passera aussi tous les tubes au lampemètre et remplacera les tubes à émission affaiblie, même s'ils fonctionnent encore. Dans les équipements devant avoir une fiabilité extrême, on remplace même tous les tubes à la fin de la période de fiabilité spécifiée, qu'ils soient bons ou non. Si les opérations de maintenance sont correctement effectuées conformément aux spécifications du constructeur, on peut raisonnablement prévoir une nouvelle période de fonctionnement sans panne semblable à la première.

Il est nécessaire de s'assurer qu'un équipement est utilisé dans les limites de fonctionnement spécifiées par le constructeur. C'est évidemment inutile et coûteux de concevoir pour le froid arctique un appareil qui servira dans une usine normale; mais si cet appareil doit être bouloigné sur une machine qui vibre, l'amplitude et la fréquence des vibrations doivent être connues, et l'équipement doit être conçu pour les supporter.

Les constructeurs ont créé des tubes spéciaux dits « de sécurité » présentant à peu près les mêmes caractéristiques que les tubes correspondants de la série normale de réception, mais conçus pour présenter des caractéristiques très uniformes et une probabilité de longue vie et pour supporter des chocs et vibrations. Ces qualités sont le résultat d'une sélection rigoureuse des matières premières, d'une structure renforcée des électrodes, d'une fabrication dans une ambiance conditionnée, d'un vieillissement artificiel et d'essais plus nombreux en cours de fabrication. Ils sont évidemment plus chers, mais la plus grande probabilité d'une longue vie justifie largement la dépense additionnelle.

La notion de la durée de vie a d'ailleurs été étendue à d'autres composants. Pour les potentiomètres professionnels et les relais, on spécifie un nombre de cycles de fonctionnement sans défaillance. Les sous-assemblages sont protégés contre l'humidité, l'atmosphère corrosive et l'attaque biologique par les moisissures par imprégnation ou enrobage; parfois, ils sont même noyés dans un bloc de résine coulée (potting).

Les joints soudés qui peuvent être le point faible des montages électroniques méritent une attention spéciale. De nombreuses inspections sont prévues pour déceler toute mauvaise soudure; parfois, on place le montage sur la table vibrante pour que lâchent les mauvaises connexions. On doit aussi se méfier du décapant acide qui facilite la soudure, mais dont les traces non évaporées corrodent les fils avec le temps. Dans les montages à très grande fiabilité, on remplace volontiers le soudage à l'étain par la soudure électrique qui n'a pas besoin de décapant.

Tous les dispositifs contenant des pièces mobiles sont sujets à l'usure, et ont par conséquent une fiabilité limitée. On s'efforce donc de remplacer dans la mesure du possible les vibreurs par des modulateurs à découpage à l'état solide, et les relais électromagnétiques par des commutateurs statiques à transistors. En remplaçant les tubes par des transistors, on élimine

la panne toujours possible par coupure du filament. De plus, l'équipement sans tubes résiste mieux aux chocs et aux vibrations et dissipe moins de chaleur. La température de fonctionnement est ainsi plus basse, facteur favorable pour la bonne conservation des pièces, et le système de refroidissement peut être simplifié. Mais beaucoup de dispositifs semiconducteurs ne supportent pas des températures relativement peu élevées. La température limite de fonctionnement est de 70 à 90 °C pour le germanium, et de 110 à 150 °C pour le silicium. Pour cette raison, on préfère le silicium dans les équipements exposés à une élévation de température.

A. 4. — Techniques de fiabilité. La redondance

Il n'existe pas de recette pour rendre fiable un équipement ordinaire; il s'agit plutôt d'appliquer partout des pratiques saines de construction. Ainsi par exemple, la vie d'un composant peut être considérablement abrégée s'il est surchargé. Une résistance de 1 W peut être capable de dissiper 2 W pendant quelque temps; mais elle se détériore rapidement. Un modèle 5 W utilisé à 2 W au maximum peut fonctionner à peu près indéfiniment. Par ailleurs, la dissipation nominale est valable à une température ambiante donnée; aux températures plus élevées, et notamment en l'absence d'un refroidissement adéquat, il y a lieu de réduire la puissance dissipée en deçà de la valeur nominale.

Ce principe d'une grande marge de sécurité conduit à utiliser en électronique industrielle des pièces largement calculées, donc plus grosses et plus lourdes; c'est le cas notamment des transformateurs. Les condensateurs sont choisis avec une tension de service amplement suffisante, et dans le mesure du possible, on évite l'emploi des condensateurs électrolytiques, moins fiables.

Partant du principe que tout composant est une source potentielle de dérangements, on simplifie le plus possible le montage. Ainsi, de nombreux équipements d'électronique industrielle sont alimentés en courant alternatif brut, avec ou sans transformateur d'alimentation. Ce n'est pas par souci d'économie, mais afin d'accroître la fiabilité que l'on omet le bloc redresseur.

On peut parer à la défaillance d'un élément d'un équipement en prévoyant un élément semblable supplémentaire pour faire le même travail. C'est le principe de la *redondance* qui est en fait une technique de fiabilité.

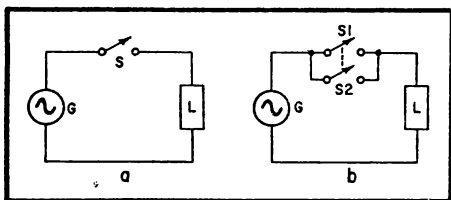


Fig. A-1. — *Accroissement de la fiabilité de la fermeture du circuit par la mise en parallèle de deux contacts.*

La figure A-1 montre un exemple d'application du principe de redondance. En *a*, la fermeture du commutateur *S* fait passer le courant du générateur *G* dans la charge *L*. Toutefois, il peut arriver de temps à autre que le contact de *S* ne s'établisse pas, et la charge ne reçoit alors pas de courant. Dans des cas où tout raté aurait des conséquences graves, il peut être sage de monter deux contacts *S*₁ et *S*₂ en parallèle (*b*) pour fonctionner simultanément. Comme les ratés sont heureusement rares, les chances de défaillance simultanée des deux contacts sont extrêmement faibles.

Le même principe est appliqué à des installations entières. Ainsi, dans une station émettrice, on dispose généralement d'équipements de réserve dont les tubes restent chauffés pour pouvoir remplacer immédiatement l'émetteur en service en cas de défaillance. Si même la brève interruption causée par le passage automatique d'un émetteur à l'autre ne peut pas être tolérée, on peut monter les étages en parallèle comme les interrupteurs de la figure. En cas de défaillance d'un tube, l'autre continue à fonctionner, et l'émission se poursuit, bien qu'à puissance réduite.

Une telle redondance est coûteuse. Aussi ne l'utilise-t-on que pour les parties exigeant une fiabilité extrême. Dans certains équipements d'électronique industrielle appelés à fonctionner sans la moindre défaillance, la redondance peut cependant être une solution économique. Il est alors nécessaire de vérifier périodiquement le bon fonctionnement de chacun des deux éléments en parallèle, car la défaillance de l'un d'eux n'apparaîtrait normalement pas.

A. 5. — Dispositions pour faciliter la maintenance

Par opposition aux matériels grand public qui n'arrivent chez le dépanneur qu'une fois en panne, les équipements d'électronique industrielle sont inspectés périodiquement (maintenance préventive) et doivent être conçus pour faciliter cette inspection. De plus, tous les composants doivent être facilement accessibles pour pouvoir être remplacés rapidement en cas de défaillance. A cet effet, ils sont (ou devraient être) soigneusement étiquetés. Des points de vérification sont également répertoriés, parfois avec l'indication de la tension normale de fonctionnement.

Les châssis sont souvent montés sur des glissières perfectionnées permettant de les extraire sans effort du bâti, et même de les faire basculer dans une position commode pour l'inspection. Des câbles de connexion souples de longueur suffisante permettent les vérifications en fonctionnement, le châssis sorti. Dans d'autres types d'installation, des portes donnent accès aux principaux composants.

Le dépannage de sous-assemblages à forte densité de composants à circuits imprimés, modules et micro-modules est délicat, si même il est possible. Il est alors préférable de remplacer purement et simplement l'élément défectueux ou douteux. Beaucoup d'équipements complexes comme les calculatrices par exemple utilisent de grandes quantités de sous-assemblages identiques, et il suffit alors de garder en magasin quelques éléments de rechange peu nombreux. Pour faciliter le remplacement, on utilise des plaquettes enfichables à circuits imprimés, des tiroirs et des blocs à broches. Toutes les connexions s'établissent automatiquement à la mise en place par des connecteurs adéquats, et le remplacement d'un élément devient rapide et aisé.

Dans les installations complexes, des indicateurs visuels (voyants de couleur, étiquettes lumineuses) affichent en permanence l'état de fonctionnement des principales parties de l'équipement et localisent ainsi immédiatement tout dérangement éventuel. Dans ce cas, des voyants clignotants ou un signal acoustique avertissent l'opérateur de la défaillance qu'il peut localiser d'un coup d'œil sur les indicateurs. La signalisation de la panne peut être poussée très loin. Dans un système très important, on a même prévu une machine à écrire électrique qui imprime le diagnostic de la panne, ainsi que les opérations de dépannage à effectuer.

Tous ces dispositifs de signalisation, ainsi que les nombreuses sécurités pour la protection de l'opérateur, du dépanneur éventuel, de l'équipement même et du réseau électrique compliquent énormément le schéma électrique du système. En décortiquant un tel schéma, il faut commencer par éliminer mentalement tous les circuits accessoires. Ce qui reste est plus facile à comprendre.

Pour le technicien habitué aux symboles utilisés en électronique générale, les schémas d'électronique industrielle sont d'ailleurs assez troublants, car on y trouve des symboles différents, empruntés à la technique des courants forts. (Une commande électronique de moteurs d'un laminoir d'acier a en effet peu de choses en commun avec un châssis de téléviseur.) La figure A-2 donne une comparaison de quelques symboles couramment utilisés sur les schémas industriels et leur correspondance avec les pratiques d'électronique générale. Ainsi par exemple, le symbole habituel du condensateur désigne en électronique industrielle un contact de relais normalement ouvert ; avec un trait incliné en travers, ce même contact est normalement fermé.

Malgré de nombreux efforts, on n'a pu parvenir jusqu'ici à une normalisation de ces symboles « industriels ». Comme ce livre est destiné aux électroniciens désirant se familiariser

Symbole électronique		Symbole industriel
	Résistance fixe	
	Résistance variable	
	Condensateur fixe	
	Condensateur variable	
	Inductance	
	Transformateur	
	Bobine de relais	
	Contact relais normalement ouvert	
	Contact relais normalement fermé	
	Contact inverseur	
	Fusible	
	Fiche, connecteur	

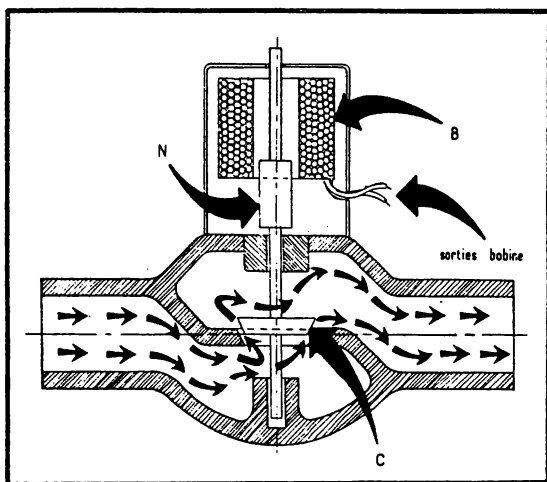
Fig. A-2. — Comparaison des symboles d'électronique générale et industrielle.

avec les applications industrielles de l'électronique, nous conservons ici les symboles qui leur sont habituels. Le tableau est seulement destiné à les aider dans le déchiffrement d'un schéma industriel qu'ils pourraient rencontrer.

A. 6. — Commandes continues et discontinues

Un dispositif de commande peut être continu ou discontinu. Pour régler électriquement en discontinu l'écoulement d'un fluide, on utilise une vanne électromagnétique (fig. A-3).

Fig. A-3. L'électrovanne à solénoïde est un dispositif de commande par tout ou rien.



Lorsque la bobine B de l'électroaimant surmontant la vanne est alimentée, elle aspire le noyau plongeur N qui soulève le clapet C monté sur le même axe, et le fluide peut passer. (Il existe des types très nombreux de vannes électromagnétiques ; au repos, le clapet peut être fermé comme sur la figure, ou ouvert.) C'est un exemple d'une commande *par tout ou rien* : la vanne ne peut être que complètement fermée ou complètement ouverte, deux états de fonctionnement que l'on caractérise commodément par les chiffres (binaires) 0 et 1. La commande électrique est alors extrêmement simple, il suffit d'un simple contact, de relais par exemple.

Pour beaucoup d'applications, la variation par tout ou rien est trop brutale. On utilise alors une commande à variation continue comme la vanne à moteur de la figure A-4 qui offre une infinité de positions intermédiaires entre l'ouverture et la fermeture complètes. A cet effet, le clapet est monté sur une vis. Un moteur réversible fait tourner cette vis dans un sens ou dans l'autre pour faire monter ou descendre le clapet. (Nous donnons ce schéma pour les besoins de la démonstration seulement ; les vannes industrielles peuvent être construites différemment.)

La commande électrique d'une telle variation continue est beaucoup plus difficile à réaliser que celle de la commande par tout ou rien. Des dispositions doivent être prises pour faire tourner le moteur dans le sens désiré et l'arrêter lorsque le clapet atteint une position déterminée. Le moteur peut être inversé par un relais inverseur bipolaire, ou même unipolaire dans le cas d'un moteur série dit universel à inducteur fractionné. Le relais devient inutile dans le cas d'un moteur déphasé à induction commandé par un amplificateur à discrimination de phase (chapitre H.12).

Le potentiomètre (de préférence un modèle hélicoïdal à plusieurs tours) sert à relever l'information de position du clapet. Il peut être connecté dans un pont autoéquilibrer qui alimente le moteur au moyen d'un amplificateur adéquat pour rétablir l'équilibre comme nous le verrons au chapitre D.8.

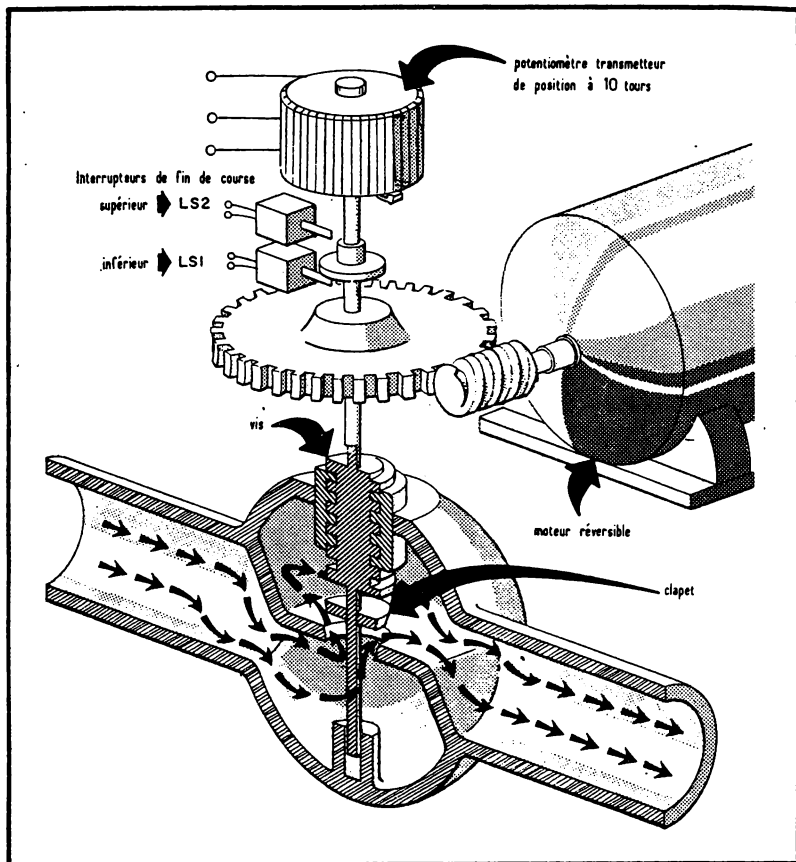


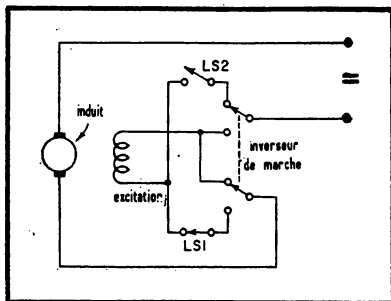
Fig. A-4. — Electrovanne à commande progressive par moteur avec interrupteurs de fin de course et potentiomètre de transmission de position.

Une telle vanne à moteur doit être protégée contre le blocage en fin de course qui pourrait détériorer les pièces mécaniques. Plutôt que de charger la partie électronique de cette protection, on préfère utiliser deux interrupteurs de fin de course (minirupteurs, microswitch) LS_1 et LS_2 actionnés directement par la vis porte-clapet. LS_1 s'ouvre lorsque le clapet est complètement fermé, et LS_2 lorsqu'il est entièrement ouvert. Ces interrupteurs sont branchés pour couper le courant du moteur lorsqu'il tend à forcer une butée, tout en autorisant la rotation en sens inverse. La figure A-5 montre ce branchement pour un moteur série à inverseur bipolaire.

Comme nous le verrons au chapitre suivant, tous les systèmes à boucle fermée ont besoin d'un dispositif informant le « cerveau » de l'exécution d'un ordre donné. Le potentiomètre de la commande continue de la figure A-4 peut remplir cette mission. Dans le cas de la vanne électromagnétique de la figure A-3, un relais monté en série avec la bobine B peut « sentir » si cette bobine est alimentée ou non, et transmettre électriquement l'information « ouvert » ou « fermé » déduite de la situation électrique.

Imaginons toutefois un grippage du mécanisme ; dans ce cas, la situation électrique ne renseigne plus sur l'état de fonctionnement. Si une fiabilité extrême de l'indication est exigée, on peut prévoir des contacts actionnés directement par la tige du clapet, tout à fait séparés du mécanisme de commande. Une telle panne de grippage ne se produirait probablement

Fig. A-5. — Commande manuelle d'un moteur série réversible avec interrupteurs de fin de course.



jamais dans une électrovanne industrielle correctement conçue ; c'est simplement un exemple destiné à illustrer le principe de la séparation des fonctions de commande et de signalisation dans les systèmes de commande.

A. 7. — Systèmes à boucle ouverte et à boucle fermée

Imaginons un opérateur chargé de remplir une cuve de mazout fermée. Il ouvre donc la vanne de remplissage mais, comme il ne peut pas voir ce qui se passe dans la cuve, il ignore si elle se remplit réellement et quand le niveau désiré sera atteint. Pour accomplir sa tâche, il a besoin d'un moyen lui signalant en retour le résultat de son action (feedback en anglais) pour agir en conséquence. Dans le cas présent, cette action consiste à fermer la vanne dès que le mazout arrive au niveau désiré.

Dans cette image, l'opérateur est le système de commande de la vanne. (C'est là une utilisation bien mauvaise d'un système aussi complexe qu'un être humain ; car une simple vanne électrique peut faire le même travail.) Ce système est dit à boucle ouverte, il est caractérisé par l'absence d'une signalisation en retour du résultat de son action.

Si l'opérateur n'est pas un simple d'esprit ou un « bousilleur », il s'inquiétera du niveau dans la cuve, et il s'arrangera pour obtenir cette information d'une manière ou d'une autre, en consultant une jauge de niveau ou en dépêchant sur place un observateur qu'il utilisera comme capteur d'informations (encore une utilisation bien mauvaise d'un homme). L'arrivée de cette information ferme la boucle de décision et d'action permettant à l'opérateur d'accomplir sa tâche. L'ensemble devient maintenant un système de commande à boucle fermée.

Comme système de commande, l'opérateur humain est unique par son aptitude à s'adapter immédiatement à une situation nouvelle en s'aidant de son expérience antérieure. De plus, il apprend facilement dans l'action. Sans connaître les théories compliquées des servomécanismes, il est capable d'ajuster son action en vue d'obtenir le résultat recherché. Même une calculatrice géante n'est pas aussi intelligente, car elle ne fait que ce que sa mémoire l'instruit de faire, et cette mémoire ne contient que ce que les hommes y ont mis.

Analysons maintenant le schéma général d'un système de commande pour connaître le rôle de ses éléments. Avec des principes de conception empruntés à l'électronique ou à d'autres techniques, nous pourrions alors faire la synthèse d'un système de commande artificiel. (La cybernétique qui est la science des mécanismes de communication et des commandes chez les êtres vivants et dans les machines sort du cadre du présent ouvrage.)

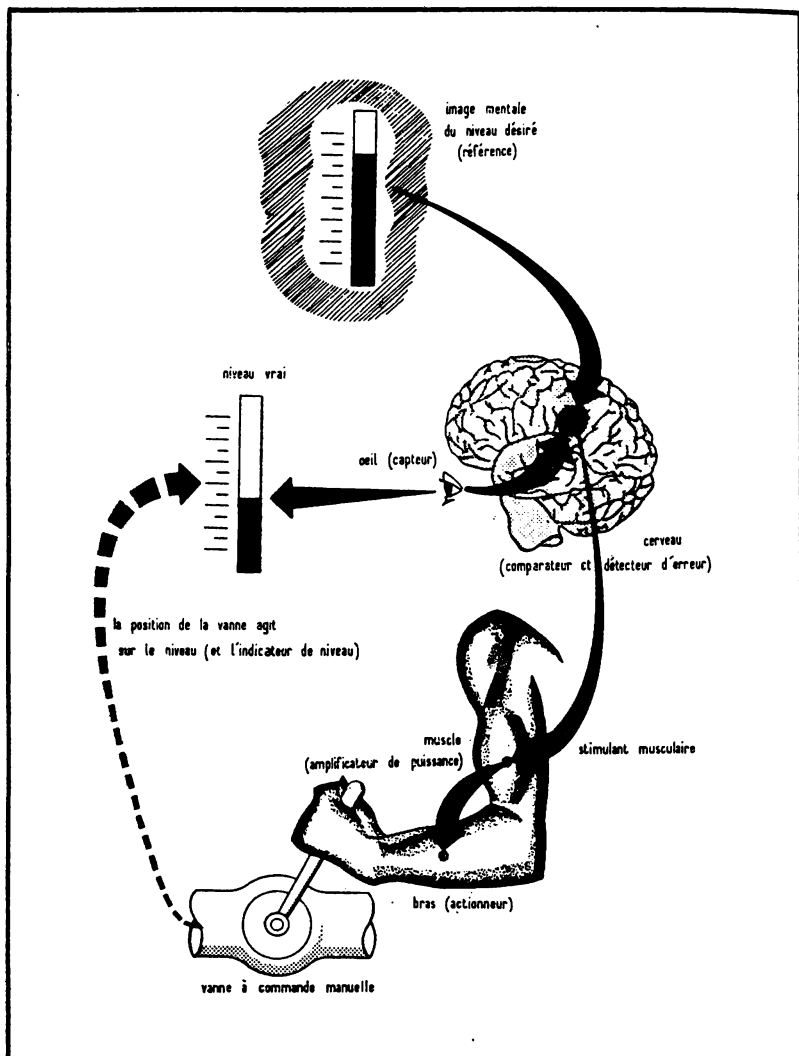


Fig. A-6. — L'opérateur humain peut être assimilé à un système de commande.

Considérons maintenant notre opérateur comme système de commande, et étudions la coordination de ses différentes fonctions illustrées par la figure A-6. En supposant qu'il y ait un indicateur optique de niveau, il se servira de ses yeux comme dispositif capteur d'informations pour déterminer le niveau réel dans la cuve. Cette information est transmise à son cerveau où elle est confrontée avec l'image mentale du même indicateur, affichant toutefois le niveau désiré qui sert de référence à son action. Agissant comme comparateur

ou détecteur d'erreur, le cerveau compare les niveaux réel et désiré, décide de l'action corrective nécessaire pour faire disparaître l'écart et envoie au muscle approprié un signal d'erreur (électrique). Ce signal stimule le muscle qui devient un amplificateur de puissance, et le bras devient le servomoteur ou l'actionneur qui manœuvre la vanne. La boucle est fermée par le courant de mazout qui s'écoule par la vanne, remplit la cuve et agit ainsi sur l'indicateur de niveau. Dans cette image, nous trouvons les principaux termes de la technique des systèmes de commande.

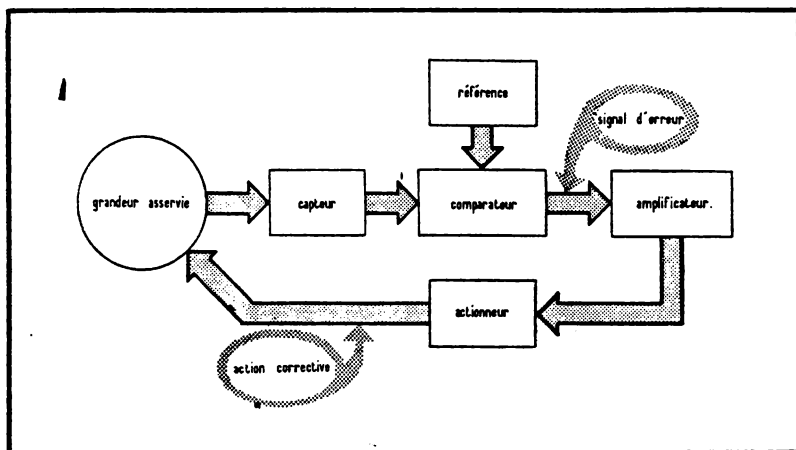


Fig. A-7. — Principe d'un système de commande à boucle fermée.

En redessinant ce schéma sous une forme plus générale, on arrive au schéma de principe de la figure A-7 qui contient tous les éléments essentiels d'un système de commande à boucle fermée. En omettant le capteur (la référence et le comparateur deviennent alors inutiles), on obtient un système à boucle ouverte qui a, somme toute, peu d'utilité s'il n'est pas complété extérieurement par un opérateur qui ferme la boucle.

Des système de commande à boucle fermée sont connus et utilisés depuis longtemps. Le régulateur à force centrifuge inventé il y a deux siècles par James WATT pour sa machine à vapeur est un exemple classique d'un système mécanique asservi (fig. A-8). Les boules du régulateur dont l'axe est entraîné par le volant de la machine s'écartent sous l'effet de la force centrifuge lorsque la vitesse de rotation augmente. Le coulisseau C monte alors sur l'axe, entraîné par les boules, et actionne par un embiellage la vanne V de manière à réduire l'admission de vapeur. Le système tend ainsi à maintenir constante la vitesse de la machine.

En regardant de près ce schéma, on trouve réunies dans ce régulateur plusieurs des fonctions décrites plus haut. La masse des boules sert de référence que l'on compare à la force ascendante liée à la grandeur à commander, la vitesse. Le coulisseau soumis à ces deux forces est un comparateur, et son déplacement actionne le mécanisme de manœuvre de la vanne.

C'est un exemple d'un système de commande à boucle fermée très simple. Si vous cherchez quelque chose de compliqué, essayez d'analyser le comportement d'un système humain aussi commun qu'un conducteur d'automobile. Deux grandeurs essentielles sont à commander, la vitesse et la direction. Elles dépendent de nombreuses variables qu'il faut relever et corrélér : condition et encombrement de la route, visibilité, climat et ambiance, comportement d'autres conducteurs, obstacles et croisements, sans parler de toutes les situations imprévisibles qui peuvent se présenter. Le conducteur doit encore veiller au choix du bon rapport de démultiplication (si sa voiture n'a pas de boîte automatique) et à la réponse de la voiture au braquage,

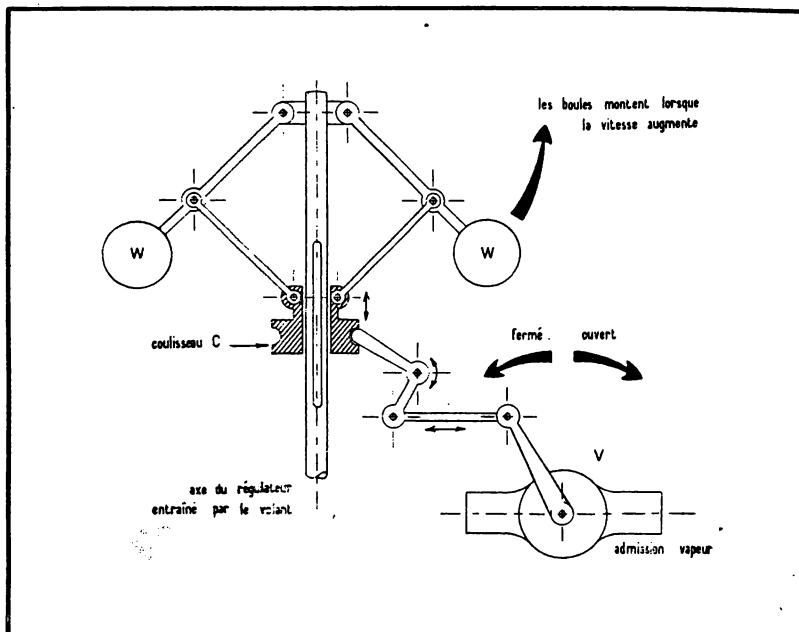


Fig. A-8. — Le régulateur centrifuge de Watt est un exemple mécanique de système à boucle fermée.

à l'accélération et au freinage, et ne pas oublier ses obligations de signalisation et d'éclairage corrects. Une calculatrice bien compliquée serait nécessaire pour tenir compte de tous ces paramètres et accomplir le travail d'un conducteur moyen !

A. 8. — Régulateurs, systèmes asservis et servomécanismes

Dans toutes les commandes à boucle fermée, la grandeur à régler est comparée à une grandeur de référence, et le système agit alors pour réduire à zéro la différence. La référence peut être constante ou variable. Si elle est constante (ou du moins préréglée), nous avons un *régulateur*. C'est le cas du régulateur de Watt dont la masse des boules constitue la constante du système.

L'alimentation stabilisée de la figure A-9 est un exemple de régulateur électronique. Le tube V_3 compare la tension de référence (constante) E_c appliquée à sa cathode par le tube stabilisateur au néon V_3 à une fraction E_x définie par le diviseur de tension $R_1 R_2$ de la tension de sortie et appliquée à sa grille. La tension d'erreur qui résulte de cette comparaison est amplifiée et injectée dans la grille du tube régulateur V_1 qui agit comme résistance série variable afin de maintenir constante la tension de sortie. Les flèches indiquent le sens des actions qui ferment la boucle. Bien que la tension de référence soit fixe ici, le niveau de la tension stabilisée à la sortie est variable entre certaines limites par le rapport des résistances R_1 et R_2 .

Dans beaucoup de systèmes de commande automatiques, la grandeur à régler est comparée à une référence variable; nous avons alors un *système asservi* ou *suiveur* (puisque la grandeur à régler suit les variations de la référence). Si le système commande un mouvement mécanique, ce qui est habituellement le cas, nous sommes en présence d'un *servomécanisme*.

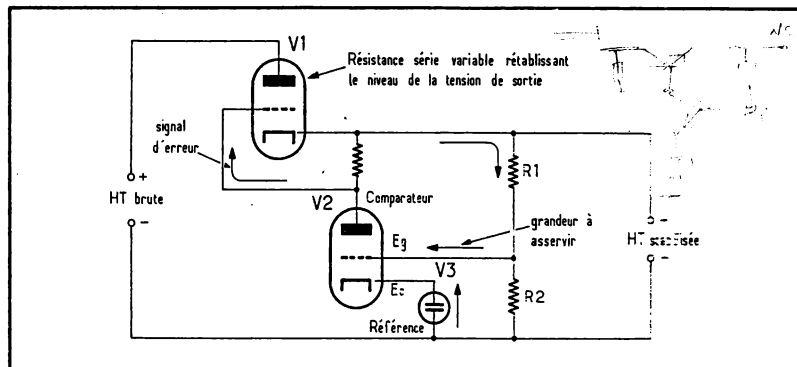


Fig. A-9. — Ce stabilisateur de tension est un exemple électronique de système à boucle fermée.

Le tour à recopier de la figure A-10 est un tel servomécanisme. La pièce à usiner W tourne entre les pointes d'un tour normal, l'outil de coupe monté sur le chariot porte-outil enlève la matière. Le moteur d'avance PM déplace le chariot perpendiculairement à l'axe de rotation de la pièce et détermine ainsi la profondeur de coupe. Un premier palpeur T_1 mesure le diamètre réel de la partie en cours d'usinage.

Un deuxième chariot, entraîné par la même vis-mère, suit exactement la translation du premier, couplage rigide représenté sur le dessin par une bielle. Ce deuxième chariot porte un palpeur T_2 qui suit le profil d'un calibre fixe C. Les deux palpeurs envoient des signaux fonction de la distance mesurée au détecteur d'erreur qui les compare. Le signal d'erreur, qui correspond à la différence des cotes réelle et voulue, est amplifié et alimente le servomoteur

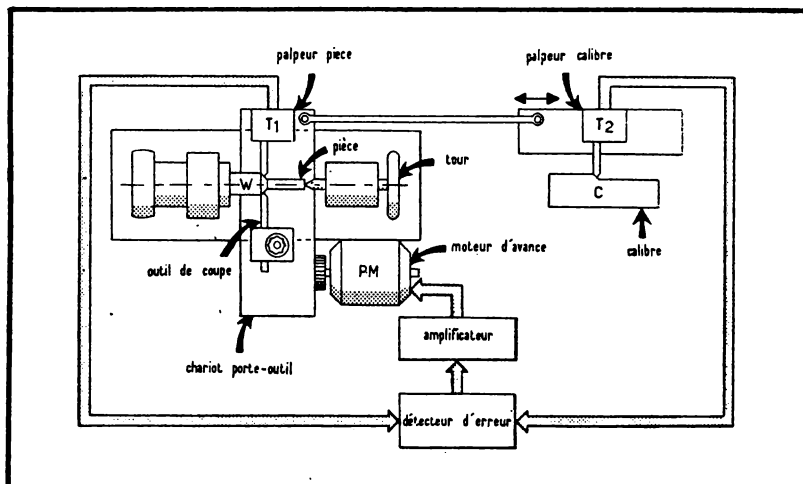


Fig. A-10. — Ce tour à recopier est un exemple d'automatisme, à rapprocher du schéma A-7.

PM, afin qu'il déplace le chariot porte-outil dans le sens voulu. On peut ainsi produire un nombre illimité de pièces identiques conformes au profil du calibre. (Cette courte description néglige évidemment les nombreux circuits auxiliaires et sécurités nécessaires au fonctionnement correct et sûr d'un système réel.)

Au lieu d'être issu d'un palpeur suivant le profil d'un calibre, le signal de référence variable peut être lu sur une bande préalablement enregistrée. Comme chaque cote de la pièce usinée est définie par deux coordonnées, profondeur de coupe et position longitudinale, le déplacement latéral du chariot doit être synchronisé très exactement avec la vitesse de défilement de la bande, ce qui peut être fait en enregistrant sur la bande, à côté des informations de profondeur de coupe, des tops de synchronisation du mécanisme de défilement de la bande.

Cette *commande programmée*, perfectionnement du recopiage du profil d'un calibre, peut être perfectionnée encore pour permettre la production complètement automatique de grandes et petites séries de pièces identiques. Des signaux enregistrés sur des pistes supplémentaires de la même bande peuvent commander le changement d'outil, la mise en place et le démontage de la pièce et d'autres opérations nécessaires. Les bandes ainsi préparées sont classées dans une « bibliothèque » et peuvent ainsi servir par la suite à fabriquer économiquement une nouvelle série, même très petite, des mêmes pièces.

A. 9. — Comportement transitoire d'un servomécanisme

Comme exemple d'un servomécanisme, considérons l'asservissement de position du chariot de tour de la figure A-11, entraîné par le moteur M suivant les instructions du comparateur. La boucle est fermée par le canal d'information du palpeur T renseignant le comparateur sur la position réelle du chariot C. Tant que les positions réelle et voulue (référence) du chariot diffèrent, le comparateur produit un signal adéquat pour corriger l'écart par l'action du moteur.

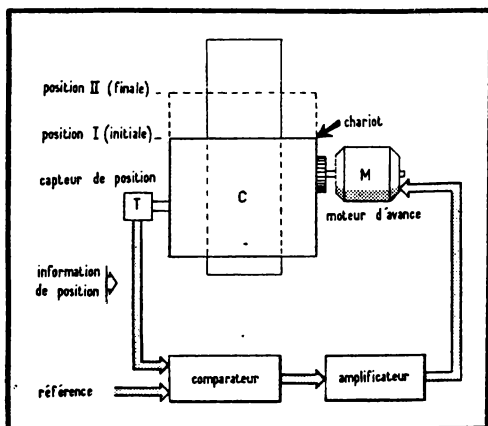
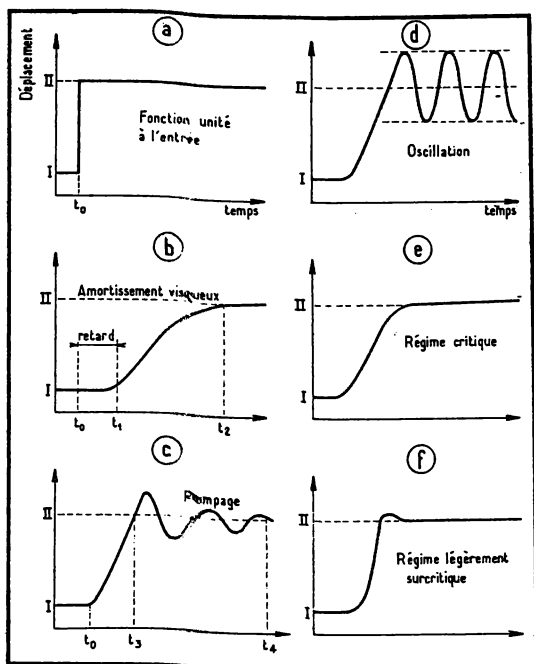


Fig. A-11. — Dans tous les servomécanismes, il faut tenir compte du retard du système.

Au début, le chariot se trouve en position I. Supposons qu'à l'instant t_0 , le système reçoive l'ordre de déplacer le chariot de I à une nouvelle position II. Dans un système à commande discontinue, le signal de commande est un échelon unité (a, fig. A-12), ce qui signifie que le chariot, au repos à l'instant t_0 en position I, doit venir en II en un temps nul et y rester aussitôt au repos.

Aucun système physique n'est capable d'une telle performance. Il y a des masses à accélérer, de l'inertie et des frottements à vaincre, et l'accélération ne peut pas être infinie. D'autre part, une masse en mouvement ne peut pas s'arrêter brusquement, l'inertie s'y oppose. Ainsi, à l'échelon unité de commande (a), le système répondra par exemple par la variation b de la même figure. C'est seulement après un retard $t_1 - t_0$ que le chariot se mettra en route pour la position II qu'il n'atteindra qu'après un temps total $t_2 - t_0$.

Fig. A-12. — Différents types de réponse d'un servomécanisme à un échelon unité.



Cette caractéristique décrivant le comportement transitoire (la réponse à une variation brusque) est d'une importance primordiale pour le fonctionnement réel du servomécanisme, des livres et articles innombrables traitent de son analyse théorique, de son calcul pratique et des méthodes électriques et mécaniques de correction. Si le servomécanisme sert simplement à ouvrir une porte de garage, le retard peut n'avoir aucun inconvénient. Il n'en va pas de même de l'entraînement d'une antenne de radar, de la tourelle d'un canon ou d'un chariot de machine-outil. Dans le cas d'ordres consécutifs arrivant à une cadence suffisamment rapide, le fonctionnement correct peut être compromis. Supposons que l'entraînement d'un chariot reçoive l'ordre d'amener ce chariot successivement aux positions I, II et III selon le graphique a de la figure A-13. En chemin de I à II, le système recevra alors un nouvel ordre spécifiant une position III. Inversant son sens de marche, le moteur amènera alors le chariot en III sans avoir atteint II, en suivant la caractéristique b, bien différente de a.

Pour accélérer l'action de la commande, on peut utiliser un moteur plus puissant assurant une plus forte accélération et, au besoin, un amplificateur à gain plus élevé. On pourrait alors obtenir la caractéristique c de la figure A-12. La position II est ici atteinte à un instant t_3 avant t_2 de la caractéristique b; mais du fait de l'inertie de la masse en mouvement rapide, le système dépasse la position II, le moteur se remet au marche en sens inverse, la position II

est dépassée dans l'autre sens, etc. Le système ne revient donc au repos qu'après une série d'oscillations amorties et est instable. On appelle « pompage » un tel mode de fonctionnement.

Les caractéristiques électriques et mécaniques combinées du système peuvent même être telles que l'oscillation n'est pas amortie, mais entretenue (caractéristique *d*). Dans ce cas, le chariot oscille perpétuellement entre deux positions extrêmes de part et d'autre de II. Inutile de dire qu'un tel mode de fonctionnement est inutilisable.

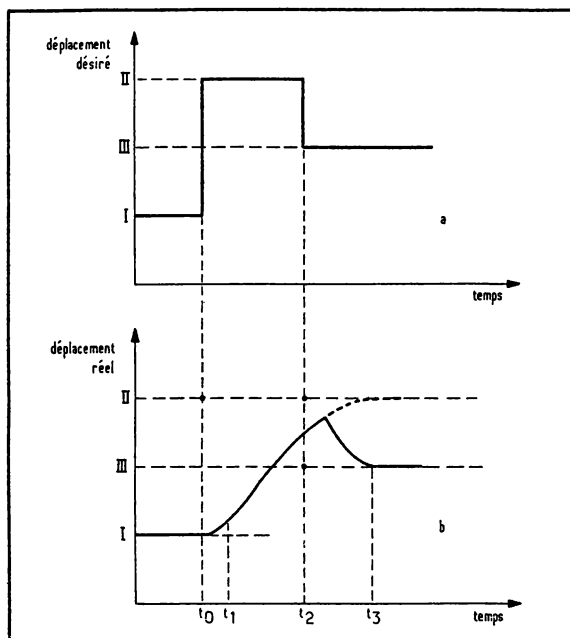


Fig. A-13. — Exemple de l'écart entre les déplacements voulu et réel d'un chariot entraîné par un servomécanisme lent.

La condition de fonctionnement à rechercher est intermédiaire entre le régime suramorti à caractéristique visqueuse *b* et le régime instable insuffisamment amorti *c*. C'est l'*amortissement critique* (*e*), caractérisé par la réponse la plus rapide sans qu'il y ait dépassement. Cette caractéristique assure un fonctionnement stable, rapide et précis. Dans certains cas, on tolère cependant un léger dépassement (*f*) pour gagner en vitesse de réponse.

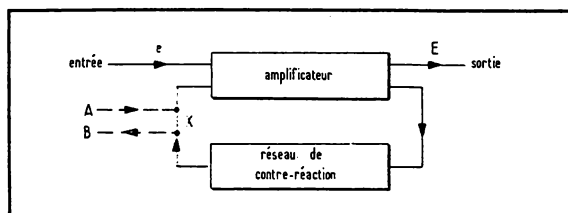
A. 10. — Optimisation des systèmes asservis

Un système asservi comprend toujours un amplificateur (qui peut d'ailleurs être aussi bien électromagnétique, hydraulique ou pneumatique qu'électronique) et une boucle de contre-réaction (fig. A-14). En ouvrant le circuit en un point quelconque, X par exemple, on peut étudier la courbe de réponse à boucle ouverte du système. Comme pour tout amplificateur, le gain diminue à l'une ou aux deux extrémités de la bande de fréquences, et on appelle *fréquence de coupure* la fréquence à laquelle le système a un gain unité, autrement dit, n'amplifie plus.

Pour les systèmes simples, le gain diminue lorsque le déphasage dans la chaîne augmente.

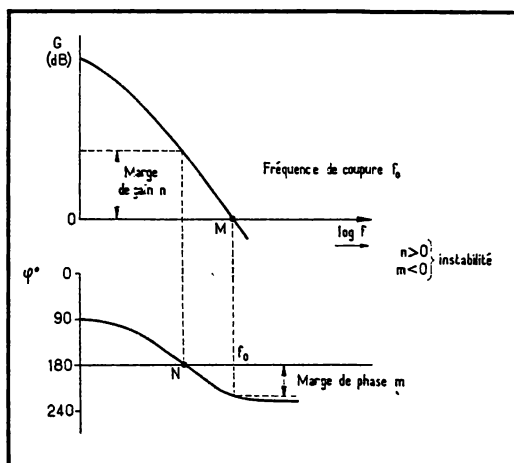
Le système est stable si le déphasage total à boucle ouverte est inférieur à 180° aux fréquences de coupure. Si cette condition n'est pas réalisée, il y a oscillation amortie (pompage) ou entretenue. Pratiquement, on évite de s'approcher de trop près de cette condition limite, et on conserve une certaine marge de sécurité dite marge de phase, de l'ordre de 45° .

Fig. A-14. — Pour tracer la caractéristique phase/fréquence d'un servo-système, on ouvre la boucle en X.



Si l'on trace les courbes de gain et de phase d'un tel système, on porte les logarithmes du gain G (en décibels) afin de pouvoir ajouter et retrancher simplement les gains et pertes des différents éléments du système. L'échelle des fréquences est également logarithmique. Pour un système donné, on relève ainsi les caractéristiques de la figure A-15. Le point M de la courbe de G qui correspond à un gain unité (0 dB) donne la fréquence de coupure f_0 . A la même fréquence f_0 correspond un déphasage supérieur à 180° de la marge de phase m .

Fig. A-15. — Caractéristiques de gain et de phase d'un système instable.



Par ailleurs, la courbe de phase φ passe par 180° au point N qui correspond sur la courbe G à une marge de gain n . Dans l'exemple choisi, on a donc une marge de phase négative et une marge de gain positive. Ce sont là des critères d'instabilité. Pour que le système soit stable, il doit avoir une marge de phase positive et une marge de gain négative.

Un système instable peut être rendu stable par un dispositif correcteur, comme par exemple

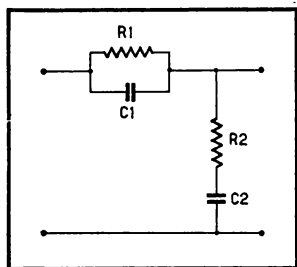


Fig. A-16. — Exemple d'un réseau correcteur à RC.

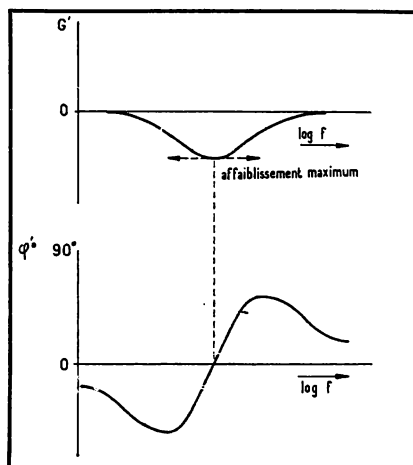


Fig. A-17. — Courbes d'affaiblissement et de phase du réseau correcteur de la figure A-16.

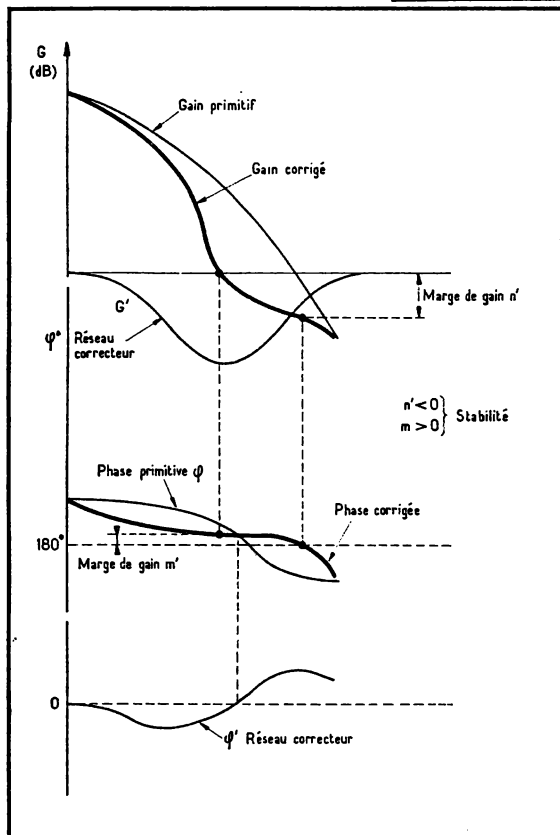


Fig. A-18. — Caractéristiques de gain et de phase du système instable, stabilisé par le réseau correcteur.

le réseau différentiateur et intégrateur de la figure A-16 qui est, en fait, un demi-pont de Wien. Un tel réseau a les caractéristiques de gain G' et de phase φ' de la figure A-17. Si nous ajoutons maintenant les caractéristiques des figures A-15 et A-17, nous obtenons les courbes de la figure A-18 où la marge de phase est positive et la marge de gain négative. Grâce au circuit correcteur, le système est donc devenu stable.

Fig. A-19. — Amortisseur à courants de Foucault.

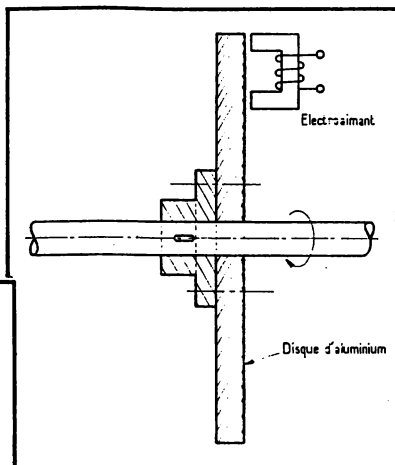
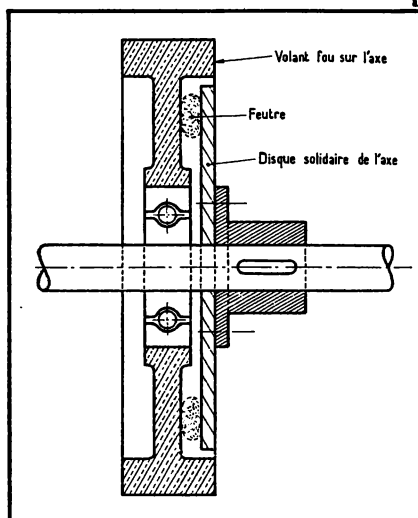


Fig. A-20. — Amortisseur à frottement visqueux.

On peut tracer la courbe de réponse à boucle ouverte du système en branchant à l'entrée un générateur très basse fréquence (réglable par exemple entre 0,01 et 50 Hz) et en reliant les points A et B aux plaques X et Y respectivement d'un tube cathodique. L'ellipse affichée sur l'écran permet de mesurer d'une part le déphasage entre l'entrée et la sortie, et d'autre part le gain à toute fréquence de mesure. Il existe des équipements spéciaux dits transféromètres, réalisés pour cette application ; ils contiennent des atténuateurs et déphaseurs étalonnés permettant d'effectuer avec une grande facilité des mesures précises de gain et de déphasage. Toutefois, s'il est aisé de relever ainsi les caractéristiques à boucle ouverte d'amplificateurs, il n'est guère possible d'en faire autant pour la commande d'entraînement d'une grosse installation, comme un laminoir par exemple.

La stabilisation d'un servomécanisme peut être obtenue par des moyens autres que les filtres électriques. On obtient un amortissement visqueux d'un mouvement de rotation par un aimant induisant des courants de Foucault dans un disque électriquement conducteur solidaire de l'axe tournant ; ce système est utilisé dans les compteurs électriques (fig. A-19). L'amortisseur de la figure A-20 consiste en un volant tournant librement sur l'axe et entraîné

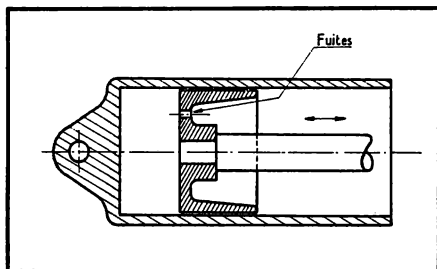


Fig. A-21. — Amortisseur de mouvement rectiligne (dash-pot)

par un disque solidaire de l'axe au moyen d'un feutre imbibé d'huile. Ce dispositif freine au démarrage, mais n'oppose qu'une résistance négligeable à vitesse constante. Le dash-pot utilisé pour amortir des mouvements rectilignes est un piston à fuites couissant dans un cylindre rempli d'air ou d'huile (fig. A-21).

A. 11. — Méthodes de zéro pour mesures précises

Tout système de commande automatique contient un dispositif de mesure de la grandeur à régler, le capteur. En général, la précision (relative) de mesure exigée est assez élevée, et il faut l'obtenir avec un matériel robuste, fonctionnant souvent dans des conditions d'ambiance sévères. Il n'est donc pas question d'utiliser des appareils de laboratoire fragiles et délicats.

On peut déterminer une grandeur physique en la comparant à une grandeur étalon de nature différente. Ainsi, le cadre mobile d'un voltmètre compare une tension au couple de rappel des spiraux, et la position de l'aiguille solidaire du cadre indique alors la tension mesurée. C'est une méthode *analogique*, la détermination étant faite par analogie. Ces méthodes sont simples et rapides, mais leur précision est limitée (de l'ordre de 1%).

On peut obtenir une précision beaucoup plus grande en comparant la grandeur inconnue à une grandeur étalon de même type et en s'arrangeant pour qu'à égalité des deux, le dispositif comparateur (qui est ici un indicateur de zéro) ne soit parcouru par aucun courant. La manipulation consiste alors à faire varier la grandeur étalon (tension, résistance) de manière à annuler la déviation de l'indicateur de zéro. Pour augmenter la précision de mesure, il suffit alors d'augmenter la sensibilité de l'indicateur de zéro, ce qui peut être obtenu par une augmentation du gain de l'amplificateur du dispositif comparateur.

Ces méthodes de zéro nécessitent une manipulation et sont de ce fait moins rapides que les méthodes analogiques qui affichent directement le résultat de mesure : une pesée à l'aide d'un peson est immédiate, tandis qu'une balance doit être équilibrée avec des poids calibrés. Il existe des systèmes asservis effectuant cet équilibrage automatiquement.

Les systèmes électroniques de commande automatique utilisent souvent le principe des méthodes de zéro sous la forme d'un pont qui détecte et mesure des variations de résistance, de capacité ou d'inductance, ou d'un *potentiomètre* pour la mesure des tensions et intensités.

A. 12. — Ponts de mesure

Le montage de base de tous les ponts de mesure est le pont de Wheatstone, composé de quatre résistances X , R , a et b connectées en anneau (fig. A-22a). Une batterie est branchée dans l'une des diagonales, et un indicateur de zéro (galvanomètre) dans l'autre. La condition d'équilibre de ce pont, caractérisée par l'absence de courant dans la diagonale indicateur (galvanomètre au zéro), s'écrit ;

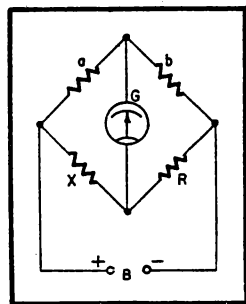
$$a/b = X/R$$

ou

$$X = Ra/b.$$

L'inconnue X est donc égale à la résistance étalon R multipliée par le rapport a/b des deux autres résistances. Si R , a et b sont précis à 0,1%, X peut être déterminé avec une précision de 0,3%. (Il n'est d'ailleurs pas besoin de connaître a et b , mais seulement le rapport a/b .) Avec un ohmmètre à lecture directe, méthode analogique, on n'obtiendrait qu'une précision de 2 à 10%.

Fig. A-22a. — Pont de Wheatstone, schéma général.



Dans les ponts de Wheatstone de laboratoire, R est une boîte à décades étalonnée couvrant par exemple de $1\ \Omega$ à $10\ 000\ \Omega$, et le rapport a/b peut avoir les valeurs 0,001, 0,01, 0,1, 1, 10, 100 et 1000. Dans ces conditions, le pont permet de mesurer (tout au moins théoriquement) toutes les résistances comprises entre 0,001 Ω et 10 M Ω . En fait, la précision de mesure se détériore aux extrémités de la gamme. La figure A-22b montre le schéma d'un tel pont de laboratoire.

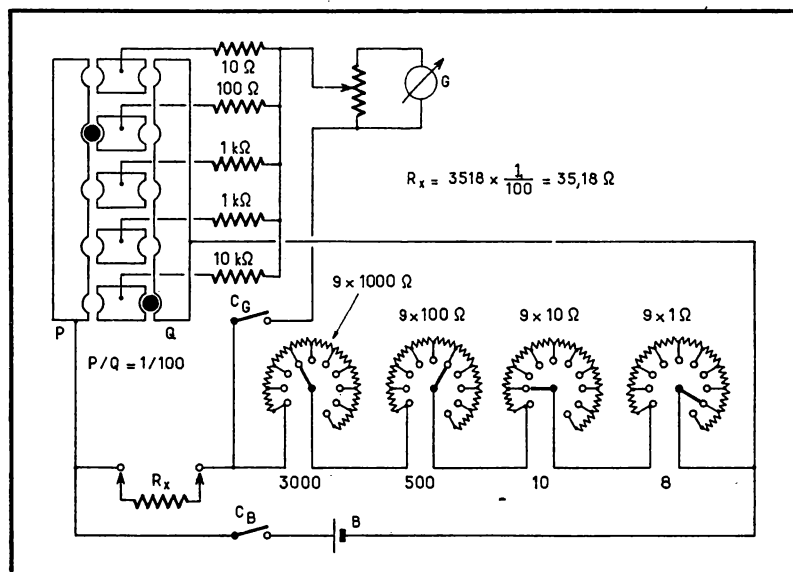


Fig. A-22b. — Schéma d'un pont de Wheatstone de laboratoire.

Dans une autre forme du pont de Wheatstone, les résistances étalon R sont fixes et échelonnées par puissances de 10, et les résistances fixes du rapport sont remplacées par un potentiomètre étalonné. Par des résistances-butées R_1 et R_2 , on limite la variation du rapport a/b par le potentiomètre à la plage comprise entre 1 et 10 ou 0,1 et 10. La figure A-23 montre le schéma d'un pont d'atelier à potentiomètre étalonné, plus simple et plus rapide à manipuler et moins coûteux qu'un pont à décades, mais aussi moins précis (0,5 à 10%).

Les ponts utilisés dans les commandes automatiques n'ont à couvrir qu'une plage de variations réduite, et n'exigent de ce fait qu'un nombre réduit d'étalons. Si le rapport a/b est fixe, on n'utilise que la valeur $a/b = 1$, soit $a = b$, condition optimale pour une précision de mesure élevée. Les mesures industrielles exigent d'ailleurs souvent une précision élevée, pouvant atteindre 0,1 à 0,001% dans la détermination des températures par thermocouples, ou des elongations par jauges de contrainte.

Le pont de Wheatstone peut être alimenté par une tension alternative, le galvanomètre étant alors remplacé par un détecteur adéquat, à discriminateur de phase pour préserver le signe de la variation, précédé d'un amplificateur. Si les capacités parasites qui apparaissent en courant alternatif sont négligeables, l'équation $X = Ra/b$ reste valable. Un dispositif de compensation de ces capacités parasites est toujours prévu.

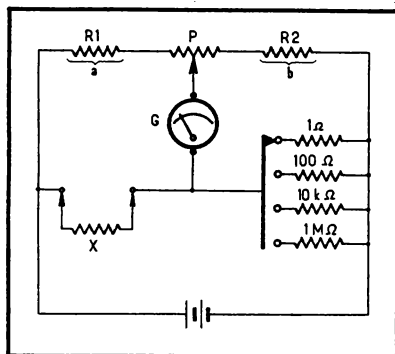


Fig. A-23. — Pont de Wheatstone à potentiomètre.

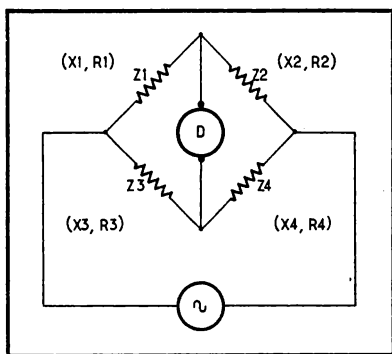


Fig. A-24. — Le pont de Wheatstone en courant alternatif.

Si l'un ou plusieurs éléments du pont alimenté en courant alternatif ne sont pas des résistances pures, mais présentent des composantes inductive ou capacitive, nous avons un pont à impédances (fig. A-24) dont l'équation générale est $Z_1/Z_2 = Z_3/Z_4$. Chaque impédance Z peut avoir une composante résistive R et une composante réactive X , soit $X_C = 1/2 \pi fC$ pour une capacité et $X_L = 2 \pi fL$ pour une inductance, f étant la fréquence d'alimentation du pont.

En général, on utilise des résistances pures dans deux bras du pont, par exemple Z_1 et Z_2 . On a alors $X_1 = X_2 = 0$, et la condition d'équilibre devient :

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 = X_3/X_4.$$

Nous avons donc deux conditions d'équilibre, l'une résistive et l'autre réactive. Pour que la tension aux bornes du détecteur soit nulle, il faut que les rapports des résistances R_3/R_4 et des réactances X_3/X_4 soient tous les deux égaux à R_1/R_2 . Si les deux impédances Z_3 et Z_4 sont du même genre (inductives ou capacitives), la double équation d'équilibre devient

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 = L_3/L_4 \quad \text{ou} \quad R_1/R_2 = R_3/R_4 = C_4/C_3.$$

Ces équations couvrent tous les ponts à deux réactances semblables, placées alors dans des bras adjacents. Une inductance étalon étant plus difficile à réaliser qu'une capacité étalon, on préfère comparer une inductance inconnue à une capacité étalon, et on a alors un pont

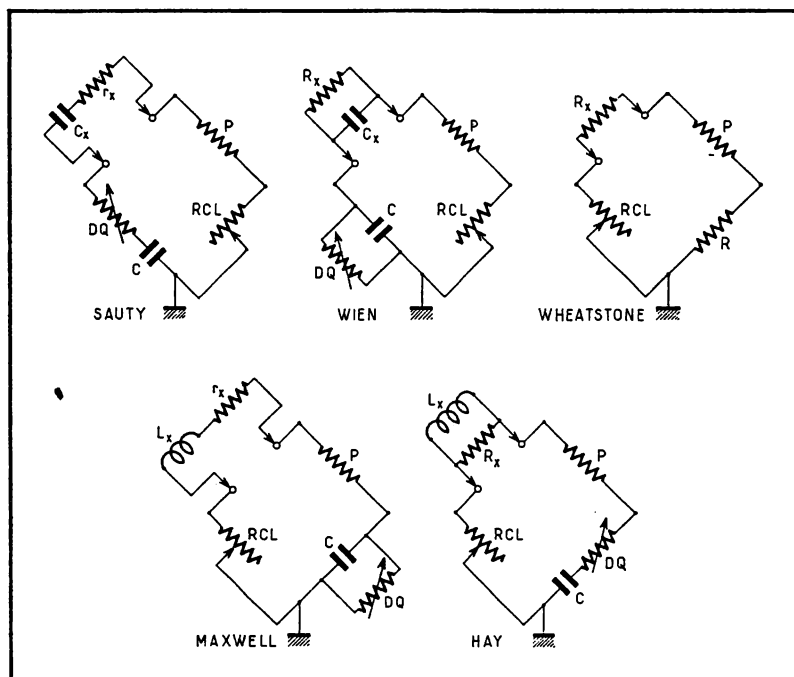


Fig. A-25. — Les principaux types de ponts à courant alternatif réalisables avec un pont dit universel.

à impédances dissemblables. Dans ce cas, les réactances inconnue et étalon sont placées dans des bras opposés du pont (Maxwell, Hay, Owen).

Pour remplir la deuxième condition d'équilibre, on peut compenser la composante résistive d'une impédance inconnue par quatre méthodes (1) :

- Par résistance en série avec la réactance étalon ;
- Par résistance en parallèle avec la réactance étalon ;
- Par capacité en parallèle avec un bras résistif ;
- Par capacité en série avec un bras résistif.

Ces principes fondamentaux permettent de mieux comprendre le concept général du pont d'impédance et les caractéristiques communes des principaux types de ponts, représentés sur la figure A-25.

A. 13. — Mesure potentiométrique des tensions

La méthode de zéro applicable aux mesures des tensions et des intensités est la méthode d'opposition, illustrée par la figure A-26. Le galvanomètre G compare la tension inconnue V_x à la chute de tension $u = RI$ sur la portion R du potentiomètre étalonné de précision P.

(1) *Mesures Electroniques*, du même auteur, aux Éditions Radio, 1964.

Comme les deux sources sont branchées en opposition, le courant i traversant G devient nul lorsque $V_x = u$. Nous retrouvons ici l'avantage de la méthode de zéro : en utilisant un galvanomètre très sensible ou, mieux encore, un amplificateur de mesure, la comparaison peut être effectuée avec une précision élevée ; pratiquement, on arrive à 0,01% avec des moyens appropriés. Avec un voltmètre de laboratoire de haute précision, inutilisable en électronique industrielle, on dépasse déjà difficilement 0,2%.

Dans cette méthode, l'étalon est la chute de tension u aux bornes de la partie R du potentiomètre P . Pour faire une mesure, il faut donc au préalable tarer le courant I dans le circuit de P , alimenté par une source auxiliaire (accumulateur) de f.e.m. E , par un rhéostat R_h . En ajustant I à 0,1 mA à l'aide du milliampèremètre A , chaque ohm de P vaut 0,1 mV. La précision du tarage est alors limitée par la précision de A qui ne dépasse pas 0,2 à 1%.

On peut faire beaucoup mieux en branchant par le commutateur K une pile étalon à la place de V_x . Pour un élément Weston, la f.e.m. est de $1,0185 \text{ V} \pm 0,01\%$ à 20°C . On règle alors R à $10\,185 \Omega$ et on ajuste I par la manœuvre de R_h de manière que i soit nul, ce qui

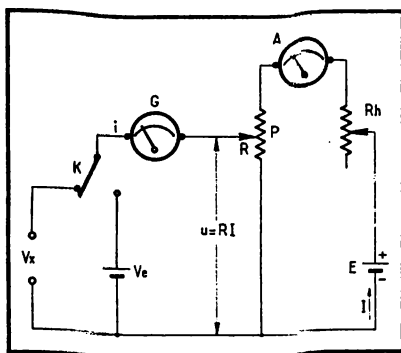
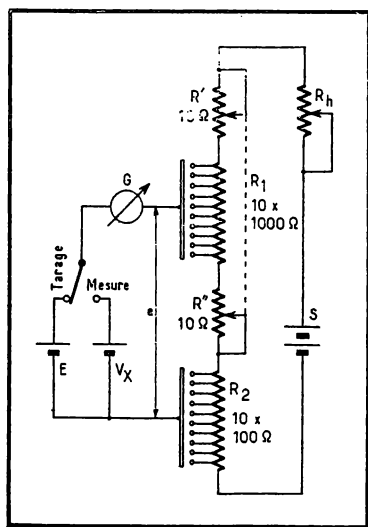


Fig. A-26. — Principe de la mesure potentiométrique des tensions.

Fig. A-27. — Schéma d'un potentiomètre de précision.



donne $u = V_e$. Cet ajustage étant fait, chaque ohm de P vaut 0,1 mV comme ci-dessus, mais cette fois avec une précision de l'ordre de 0,01%. Pour mesurer une tension inconnue V_x , il suffit maintenant de manœuvrer P pour que i soit nul, et de lire la valeur de R . Si à l'équilibre, nous avons $R = 36\,248 \Omega$, $V_x = 3,6248 \text{ V}$.

Un simple potentiomètre ne permet pas d'obtenir toute la précision dont cette méthode est capable ; même avec un potentiomètre hélicoïdal de précision, on ne dépasse guère 0,1%. Si c'est insuffisant, on a recours à un potentiomètre composé de plusieurs boîtes à décades dont on fait varier les résistances de manière que la résistance totale reste constante pour ne pas faire varier I . La figure A-27 montre un exemple d'un tel montage. Le système se compose

d'une décade R_1 de $10 \times 1000 \Omega$, d'une deuxième décade R_2 de $10 \times 100 \Omega$ et d'un potentiomètre jumelé de précision et étalonné $R'R''$ de $2 \times 10 \Omega$, branché de manière que $R' + R''$ soit toujours constant. On lira alors sur R_1 les volts entiers, sur R_2 les dixièmes de volt, et sur R'' les centièmes, et peut-être aussi les millièmes de volt.

La méthode d'opposition est très utilisée en électronique industrielle parce que le potentiomètre se prête très bien à l'asservissement. On réalise ainsi des équipements à la fois très précis et très robustes. La solution particulière est évidemment choisie en fonction de la précision requise. En général, une seule gamme de mesure suffit. La pile étalon, délicate, peut souvent être remplacée par une tension de référence à diode Zener dont la précision peut être meilleure que 0,01%. Généralement, la mesure de la valeur absolue de la tension inconnue est sans intérêt, car elle ne sert qu'à exprimer la valeur de la grandeur physique à asservir.

Au lieu d'une tension de référence, on peut donc utiliser un capteur soumis aux conditions physiques qui constituent les conditions de référence : un thermocouple par exemple, soumis à la température de référence.

La méthode d'opposition est applicable aussi en courant alternatif, à condition toutefois que les tensions à comparer aient les mêmes fréquence et phase, ce qui ne va pas sans complications. On peut toutefois comparer sans difficulté les tensions continues obtenues par redressement des tensions alternatives, quelles que soient leurs forme d'onde, fréquence et phase. Cependant, les redresseurs ne sont pas des dispositifs de haute précision, et le redressement correct de tensions inférieures à 0,1 V environ est difficile à réaliser.

Les voltmètres à affichage numérique (chapitre D.16) utilisent une méthode d'opposition avec référence incorporée qui leur procure une précision de mesure élevée, en rapport avec les possibilités d'affichage à 4 ou 5 chiffres.

B — CAPTEURS DE MESURE

Pour conduire une opération, un système de commande a besoin d'informations sur la situation actuelle du système à régler, caractérisée par des paramètres physiques, chimiques ou autres. Ces informations sont fournies par les capteurs de mesure. Comme elles sont généralement traitées par un montage électronique, le capteur est en fait un convertisseur de précision transformant la grandeur physique mesurée (longueur, masse, température, brillance, etc.) en une grandeur électrique corrélée (tension, fréquence, phase, résistance, etc.).

Toute opération de commande est donc basée sur une mesure, et la précision relative exigée de cette mesure peut être élevée. Les capteurs sont donc conçus pour produire la plus grande variation possible à la sortie pour une variation donnée à l'entrée. Comme tout dispositif de mesure de qualité, ils doivent avoir un fonctionnement stable, reproductible et fiable.

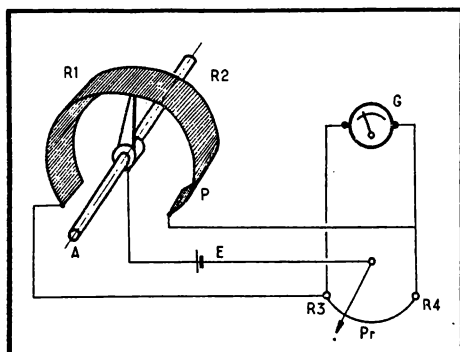


Fig. B-1. — Transmission de position angulaire par potentiomètre monté en pont.

Il existe des capteurs pour la mesure de toute grandeur, et il n'est pas difficile d'en imaginer de nouveaux. Nous les avons classés d'après la grandeur électrique dont les variations expriment celles de la grandeur mesurée.

B. 1. — Transmetteurs de position à résistance variable

Le potentiomètre est un capteur d'information angulaire, car la rotation de son axe est liée à la variation de la résistance R_1 comprise entre le curseur et l'une des butées, ou encore au rapport R_1/R_2 des résistances de part et d'autre du curseur. On peut donc très simplement

transmettre à distance la position angulaire d'un axe A solidaire du curseur du potentiomètre P en branchant P dans un pont de Wheatstone contenant un autre potentiomètre P_r donnant la référence angulaire. Ce pont est en équilibre (galvanomètre G au zéro) lorsque $R_1/R_2 = R_3/R_4$ (fig. B-1), et P_r peut donc directement être étalonné en degrés de rotation. Ce pont peut d'ailleurs être asservi par un servomécanisme pour suivre les rotations de l'axe A en s'équilibrant automatiquement.

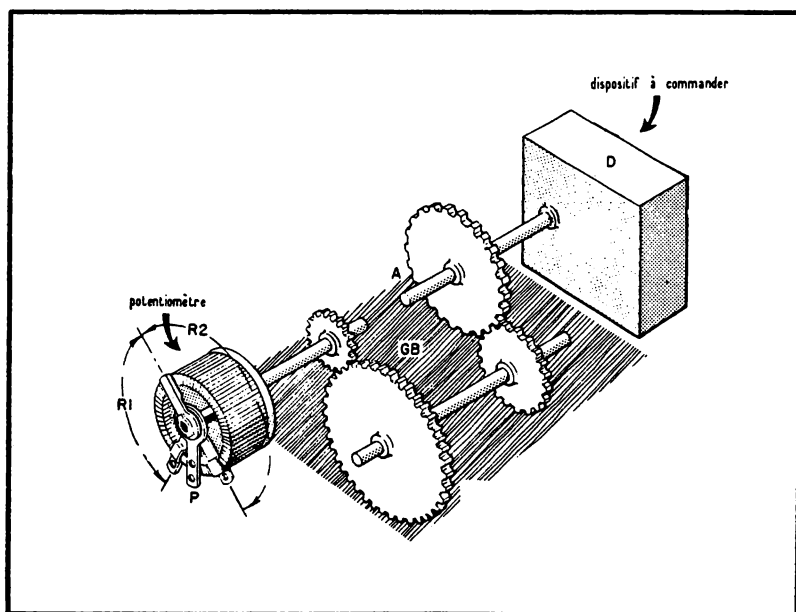


Fig. B-2. — Accouplement du potentiomètre par réducteur à engrenages.

Pour cette application, on utilise des potentiomètres bobinés de précision, si possible à grand diamètre pour augmenter le nombre de spires, donc la définition. Si l'angle à mesurer dépasse l'angle de rotation du potentiomètre, de l'ordre de 300° , on peut intercaler entre P et l'axe A un réducteur à engrenages (fig. B-2). Dans ce cas, le jeu de renversement doit être négligeable, car un tel jeu rend le système imprécis et insensible aux faibles variations. On utilise aussi des potentiomètres hélicoïdaux à dix révolutions offrant une variation continue sur 3600° . Dans ces pièces, le fil résistant est enroulé sur un support isolant de section circulaire que l'on place ensuite dans les gorges en hélice du boîtier. Le déplacement du curseur est hélicoïdal.

Le potentiomètre peut aussi servir à transmettre un mouvement rectiligne en effectuant le couplage par pignon et crémaillère (fig. B-3). Si la course est faible, l'angle de travail du potentiomètre peut être augmenté en intercalant un multiplicateur à engrenages. On réalise d'ailleurs aussi des potentiomètres linéaires.

Le potentiomètre peut encore être utilisé pour traduire en une variation électrique (résistance) la variation d'une grandeur non électrique mesurée, en passant par un mouvement

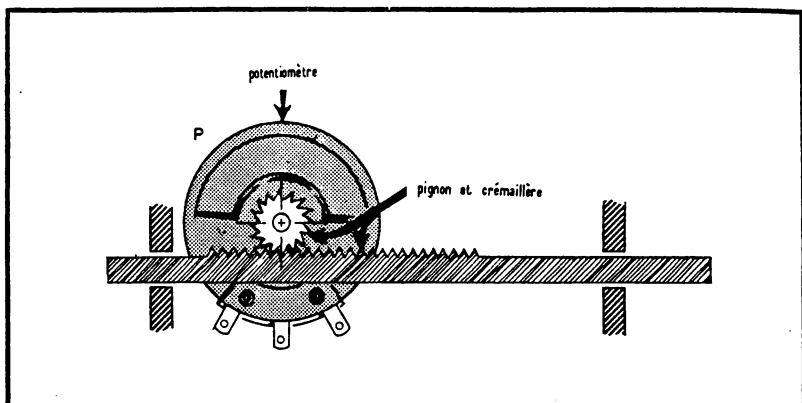


Fig. B-3. — Transmission par potentiomètre d'un mouvement rectiligne.

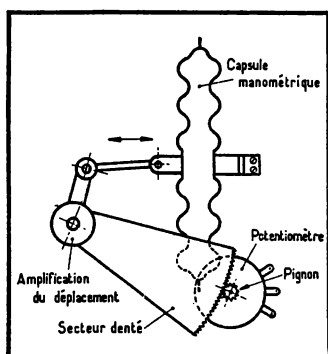


Fig. B-4. — Potentiomètre commandé par la déformation d'une capsule manométrique ou barométrique.

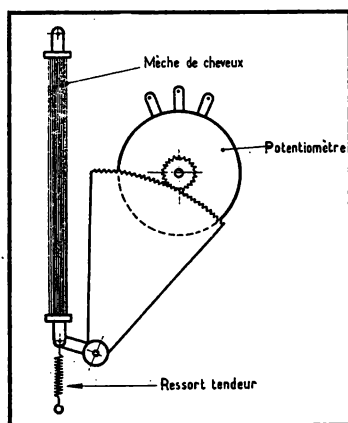


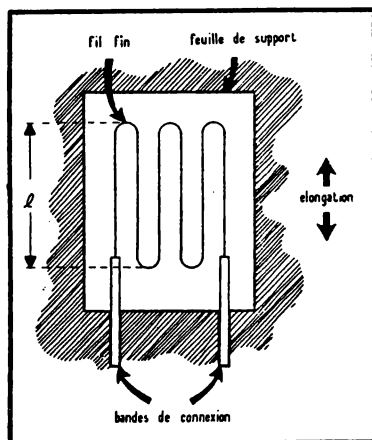
Fig. B-5. — Commande par hygromètre d'un potentiomètre.

mécanique. La capsule à parois ondulées de la figure B-4 constitue un baromètre anéroïde qui se dilate ou s'aplatit en fonction de la pression atmosphérique. En entraînant un potentiomètre à la place de l'aiguille habituelle, on obtient une information électrique corrélée à la pression. De même, on mesure l'humidité relative à l'aide d'un hygromètre basé sur l'allongement de cheveux tendus. Il est facile de transformer mécaniquement cet allongement en rotation de l'axe d'un potentiomètre (fig. B-5).

B. 2. — Jauges de contrainte

La jauge de contrainte est un capteur de mesure convertissant une élévation (très faible) en une variation de résistance (également très faible). C'est un papier mince, plus petit qu'un timbre-poste, sur lequel est collée en zig-zag une longueur de fil résistant mince. Les extrémités de ce fil sont reliées à deux bandes de connexion (fig. B-6). La jauge est collée sur la structure dont on veut étudier l'allongement. Le collage doit être parfait pour que la jauge « suive » exactement l'allongement du support. C'est un travail délicat qui demande à être effectué avec soin.

Fig. B-6. — Le mécanisme d'une jauge de contrainte.



Si, sous l'effet d'une contrainte, la structure de support subit un allongement, le fil fin de la jauge s'allonge de la même manière, et son diamètre diminue, deux effets qui s'ajoutent pour produire une augmentation de résistance. Comme le fil est bien guidé dans le plastique qui le fixe sur le papier, la jauge est utilisable pour la mesure des compressions aussi bien que des extensions, avec la même sensibilité.

La variation de résistance de la jauge en fonction de l'allongement est donnée par

$$dR/R = K \cdot dL/L$$

où dR/R est la variation relative de résistance, dL/L l'allongement relatif et K le coefficient de sensibilité propre de la jauge, généralement voisin de 2. Le constructeur indique d'ailleurs sur chaque jauge la valeur de K , définie à $\pm 0,5\%$ près. On peut donc calculer l'allongement ou le raccourcissement à partir de mesures de la variation de la résistance R .

La proportionnalité entre dR/R et dL/L est maintenue tant que la limite élastique du fil n'est pas atteinte. On admet généralement un allongement relatif limite de $0,5\%$, ce qui correspond déjà à des contraintes considérables pour les matériaux usuels. Avec un $K = 2$, on arrive ainsi à une variation maximale dR/R de 1% ; pratiquement, on travaille avec des variations beaucoup plus faibles.

Des variations aussi faibles de résistance ne sont mesurables qu'avec un pont de Wheatstone, modifié pour permettre un étalonnage direct en dR/R . Comme les jauges ont un coefficient de température de l'ordre de 10^{-4} à $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$, on élimine cet effet en montant, dans le même bras du pont, en plus de la jauge active J_1 une jauge de compensation J_2 , soumise à la même température, mais ne subissant aucun effort. Dans le cas de la poutre de la figure B-7, la force F tend à allonger la face A et à raccourcir la face B. La jauge J_1 est donc bien active, car elle est soumise à une extension.

La jauge J_2 ne subit qu'un allongement transversal qui ne modifie pas sa valeur ; mais, collée sur la même poutre, elle est à la même température que J_1 et sert donc bien à la compen-

sation de température. Dans cet exemple, il y aurait d'ailleurs intérêt à coller la deuxième jauge sur la face B, à la place de J'_2 ; tout en effectuant une compensation de température, J'_2 sera également active, mais en sens inverse, de sorte que la sensibilité totale sera doublée. On peut encore doubler la sensibilité du dispositif en composant le pont des quatre jauges $J_1 J'_2 J_3 J_4$, correctement branchées pour que les variations s'ajoutent.

Il existe différents montages dérivés du pont de Wheatstone pour effectuer la mesure directe de dR/R . Mentionnons seulement le procédé S E X T A qui n'exige pas des composants d'une stabilité extraordinairement élevée (1). Comme le montre la figure B-8, le pont

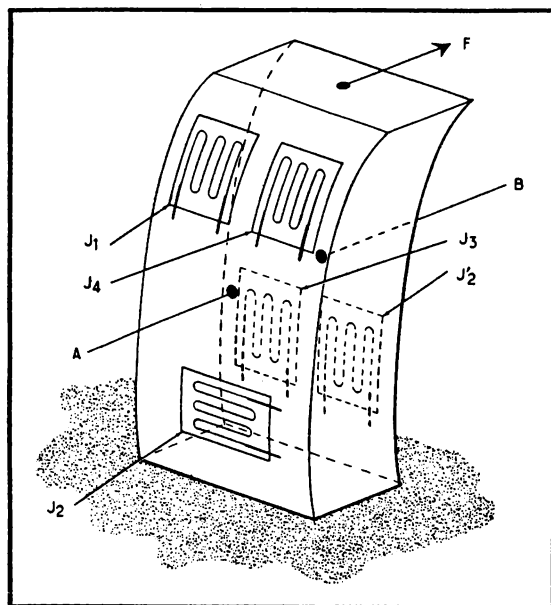


Fig. B. 7. — Selon leur position, les jauges sont actives ou passives.

principal se compose des jauges J_1 et J_2 et des résistances étalon R et R' . (La résistance des jauges est habituellement comprise entre 100 et 1000 Ω .) Entre les points A et C sont branchées des chaînes de résistances permettant de faire varier l'équilibre par bonds de 10^{-2} , 10^{-3} et 10^{-4} de dR/R . Les contacteurs K_1 , K_2 et K_3 déterminent ces échelons de variation en toute indépendance, P sert à l'équilibrage fin du pont. Sa variation étant limitée à 10^{-4} de dR/R , la stabilité requise n'est plus que de 1%, ce qui est facilement réalisé.

La technique des jauges de contrainte permet de réaliser des capteurs de mesure pour des grandeurs variées. Ainsi, pour mesurer la traction exercée sur une barre (attelage de wagon de chemin de fer par exemple), on colle sur cette barre deux jauges actives J_1 et J_2 dans le sens de l'effort exercé, et deux jauges de compensation J_3 et J_4 , perpendiculaires à la direction de la contrainte (fig. B-9). Le même dispositif est valable pour la mesure de la compression et peut servir ainsi à la pesée. Avec trois capteurs de ce type placés sous un avion, on peut peser l'appareil et en déduire la quantité de carburant qu'il emporte.

Pour mesurer un couple de torsion exercé sur une barre cylindrique, on colle les jauges à 45° par rapport à la génératrice du cylindre, angle pour lequel l'allongement relatif des fibres est maximal. Les jauges sont ici actives deux par deux. Les quatre sommets du pont

(1) R. BRACHET, *Mesures*, janvier à avril 1949.

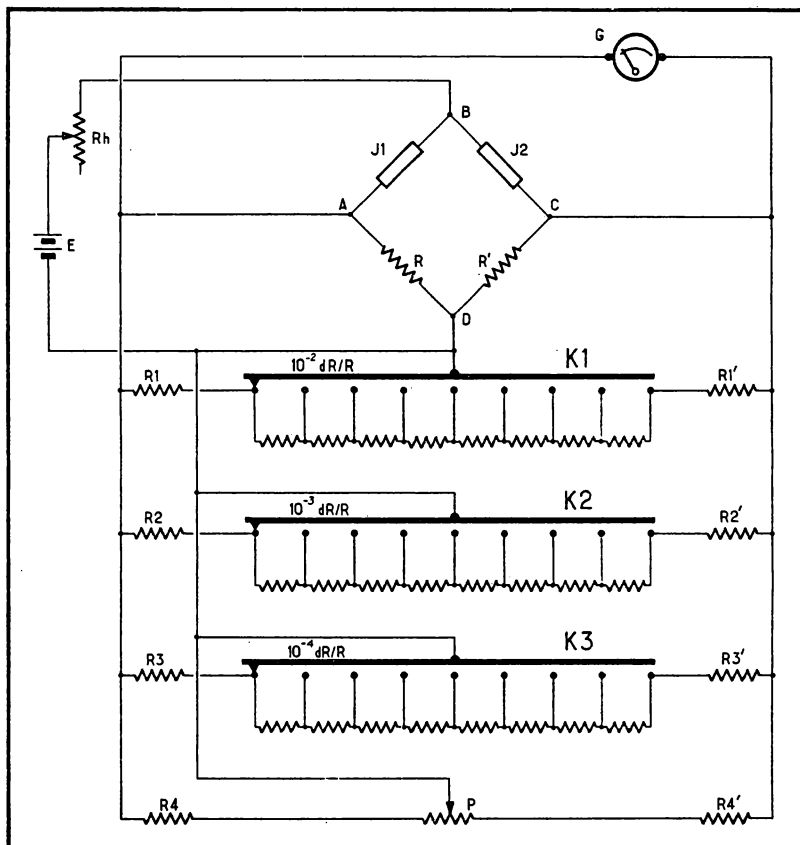


Fig. B-8. — Schéma d'un pont de jauges SEXTA.

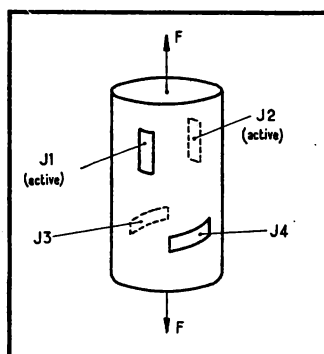


Fig. B-9. — Mesure de la traction exercée sur une barre par jauges de contrainte.

sont reliés à des bagues, et les tensions sont amenées et prélevées par des contacts glissants. Étant extérieurs au pont, ces contacts ne perturbent pas l'équilibre (fig. B-10).

Ce ne sont là que quelques exemples. Les constructeurs spécialisés ont mis au point des capteurs à jauges permettant la mesure de nombreuses autres grandeurs physiques, en utilisant toujours la même technique. Pour des mesures avec un galvanomètre à spot sensible, l'alimentation par batterie suffit. Pour enregistrer les variations à l'aide d'un enregistreur à plume par exemple, l'énergie disponible dans la diagonale AC est tout à fait insuffisante, et il faut amplifier.

Pour tourner les difficultés causées par la dérive des amplificateurs dits à courant continu, on utilise généralement des amplificateurs à courants porteurs dont le schéma de principe est donné sur la figure B-11. Le pont est alimenté à la fréquence F dite fréquence porteuse par un générateur G , et la tension de déséquilibre est amplifiée par un amplificateur à courant alternatif. Pour restituer à la sortie de l'amplificateur le signe de la variation, on se sert d'un détecteur de phase à deux diodes D_1 et D_2 montées en pont. Une diagonale de ce pont reçoit le signal amplifié, et l'autre la tension de référence de fréquence F provenant du générateur G . On peut montrer que la tension à la sortie du pont de phase est proportionnelle au déséquilibre résistif en dR/R dont elle restitue la polarité, et peu affectée par un déséquilibre capacitif qui ne trouble donc pas la mesure. Un étage amplificateur de puissance, nécessairement à liaisons directes, peut être nécessaire pour commander l'enregistreur. Un filtre passe-bas élimine les composantes résiduelles subsistant après détection.

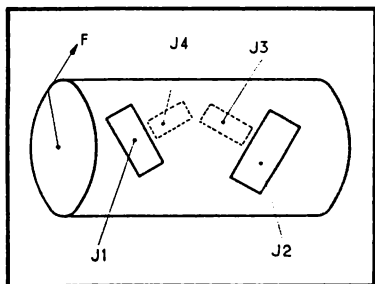


Fig. B-10. — Mesure par jauges de contrainte de la torsion appliquée à une barre.

On construit de tels ponts à courants porteurs pour des fréquences porteuses F allant de 400 Hz à 10 kHz environ. Comme la fréquence de la modulation est limitée à $F/4$, la fréquence limite se situe donc entre 100 Hz et 2,5 kHz. Pour réduire le plus possible les phénomènes capacitifs, on a intérêt à choisir F la plus basse possible, juste suffisante pour transmettre la bande de fréquence requise.

Plus récemment, on a mis au point des jauges de contrainte à filament de silicium (1) (microsenseurs) qui présentent des propriétés intéressantes, notamment un coefficient de sensibilité K 50 à 65 fois supérieur à celui des jauges classiques à fil. K est positif pour les jauges en silicium de type p , et négatif pour le matériau type n . La valeur élevée de K et le choix de la polarité permettent de réduire fortement le gain de l'amplificateur et de simplifier ainsi l'équipement. Cependant, comme tous les dispositifs semiconducteurs, les jauges au silicium sont très sensibles aux variations de température qui modifient non seulement leur résistance, mais également le coefficient K et la longueur de la jauge. Ces variations peuvent être compensées sans doute ; mais il en résulte une complication du pont, et on peut se demander si la simplification de l'amplificateur compense bien cette nouvelle complication.

(1) *Electronique Industrielle*, juillet-août 1962, p. 253-257.

B. 3. — Capteurs de température résistifs

La variation en fonction de la température de la résistance d'un matériau conducteur ou semiconducteur peut servir à la mesure de la température. Tandis qu'ailleurs, on cherche à réduire le coefficient de température plutôt gênant, on s'efforce ici à lui donner une valeur élevée, ce qui augmente la sensibilité du capteur. Les métaux purs ont des coefficients de température plus élevés que les alliages ; il est bon de retenir que le coefficient de température d'un fil de cuivre est de $0,4\%/^{\circ}\text{C}$. Pour la mesure des températures élevées, on utilise des jauges résistives réalisées notamment en fil de platine.

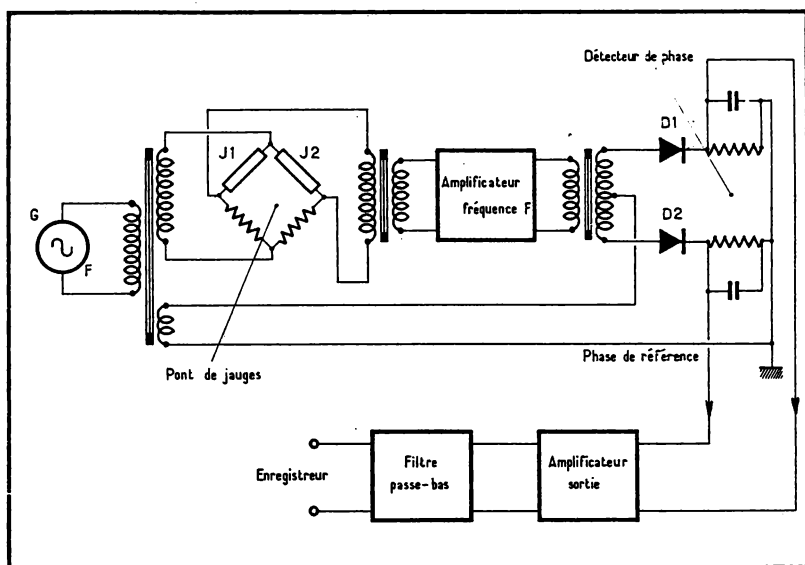


Fig. B-11. — Schéma d'un amplificateur à courant porteur pour mesures extensométriques.

Les *thermistances* sont des dispositifs faits en oxydes métalliques frittés présentant un coefficient de température négatif (et non positif, comme les métaux) élevé, de l'ordre de $4\%/^{\circ}\text{C}$, soit dix fois plus que le cuivre. En fabrication, on peut leur donner une résistance allant de quelques ohms à plus de $100\,000\,\Omega$ à 20°C . Elles sont utilisables jusqu'à 300°C environ. On vend des thermistances sous forme de rondelles, disques, barreaux et perles. Leur temps de réponse est évidemment fonction de la masse de matière ; la perle (de la grosseur d'une tête d'épingle) atteint son équilibre thermique en quelques secondes, tandis qu'il faut des minutes pour les autres modèles. Elle peut donc suivre des variations relativement rapides de température. Il existe des modèles nus et enrobés de verre ; ces derniers conviennent particulièrement à la mesure des températures des liquides et tissus biologiques.

On peut surveiller l'écoulement d'un gaz à l'aide de deux thermistances Th_1 et Th_2 placées respectivement dans la conduite où circule le gaz et dans une enceinte de référence

(fig. B-12). La batterie B non seulement alimente le pont, mais chauffe aussi légèrement les thermistances. Le courant de gaz refroidit Th_1 , et son abaissement de résistance est une mesure du débit de gaz. La commande d'équilibre du pont, R_1 ou R_2 , peut donc être étalonnée directement en m^3/mn par exemple. D'ailleurs, un gaz au repos refroidit aussi la perle en évacuant sa chaleur par conduction ; le dispositif est donc aussi valable comme capteur de pression (manomètre).

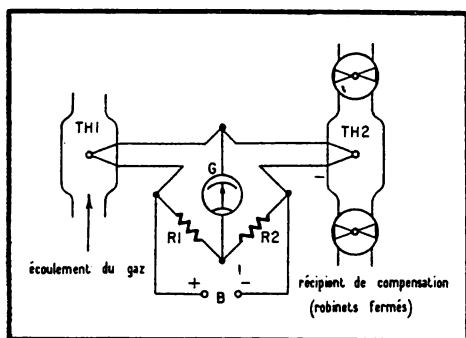


Fig. B-12. — Mesure par thermistances d'un écoulement de gaz

Fig. B-13. — Thermostat à thermistance actionnant directement un relais.

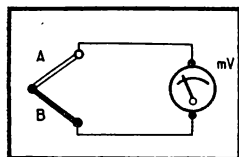
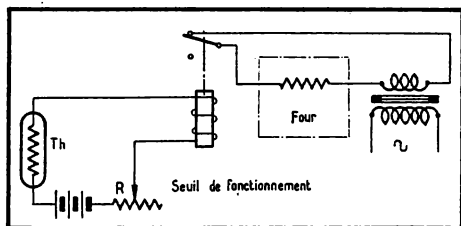


Fig. B-14. — Une jonction de métaux dissemblables constitue un thermocouple.

Dans certains cas, la forte variation de résistance de la thermistance permet d'actionner directement un relais par exemple, sans amplificateur. En choisissant une thermistance à masse suffisante, on obtient une dissipation suffisante. Le montage de la figure B-13 ferme le relais dès que la température de la thermistance Th atteint un seuil donné, ajustable par le rhéostat R . En utilisant les contacts de repos du relais (qui s'ouvrent lorsque l'armature est attirée), ce montage peut servir à thermostatier un four.

Il existe un certain nombre de principes utilisables pour la réalisation de capteurs de température. Le thermocouple (fig. B-14) est une jonction de deux conducteurs dissemblables A et B . Aux extrémités libres des conducteurs, on dispose d'une f.e.m. faible, fonction de la température et de la nature de A et B . Ainsi, un couple cuivre-constantan procure environ

4 mV/100 °C. Il existe des couples ayant une force thermoélectrique bien plus élevée, par exemple le couple bismuth-tellure (environ 57 mV/100 °C); mais ils sont généralement difficilement utilisables. Aux températures de l'ordre de 1000 °C, le choix se rétrécit encore, et on utilise le couple platine-rhodium (0,65 mV/100 °C).

Le *bimétal* est fabriqué par laminage de deux métaux ayant des coefficients de dilatation thermique différents. En chauffant un bilame, les fibres d'une face s'allongent davantage que celle de l'autre, et la lame s'incurve et lui permet de commander un potentiomètre par exemple.

Comme capteur de température, on utilise parfois aussi un bulbe métallique scellé contenant un liquide volatil. L'échauffement dilate ce liquide, et la mesure de la température se ramène alors à une mesure de pression.

B. 4. — Mesure de la conductivité et du pH des liquides

La conductivité (ou son inverse, la résistivité) des solutions aqueuses caractérise leur acidité et est à ce titre un paramètre important dans les traitements chimiques. La sonde de conductivité de la figure B-15 permet d'effectuer cette mesure. C'est une petite chambre de verre, largement ajourée pour laisser passer les solutions à analyser, contenant deux élec-

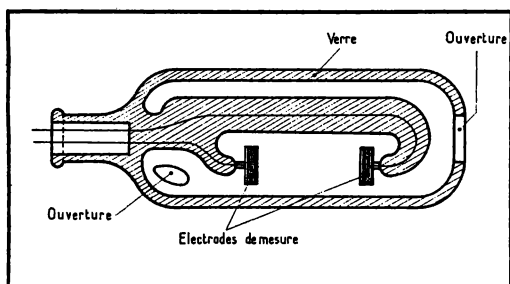


Fig. B-15. — Sonde de mesure de conductivité de liquides.

trodes parallèles en métal inattaquable, platine par exemple. A l'aide d'un pont, on mesure la résistance entre les fils de sortie de la cellule. Pour éviter la polarisation des électrodes, cette mesure se fait en courant alternatif, 50 à 1000 Hz. Comme la conductivité est en relation directe avec la concentration chimique de la solution, le système de mesure peut commander l'ouverture ou la fermeture d'une vanne pour rétablir les conditions initiales.

L'acidité ou l'alcalinité d'une solution est mesurée par le pH qui est le logarithme négatif de la concentration d'ions H (hydrogène), indiquée en ions-grammes par litre. L'échelle pH s'étend pratiquement de 0 (acide concentré) à 14 (base concentrée), la neutralité chimique étant réalisée pour pH = 7 à 25 °C (1).

Le pH joue un rôle primordial dans les fluides qui composent en grande partie l'organisme vivant qui n'en tolère que de très faibles variations. Le pH normal de l'homme est de 7,4, avec des variations possibles entre 7,3 et 7,5; au-delà de ces limites, c'est la mort. On conçoit donc l'intérêt capital de la mesure du pH pour les industries pharmaceutique et alimentaire.

Le principe de la mesure du pH est illustré par la figure B-16. Un récipient partagé par une membrane poreuse contient dans l'un des compartiments la solution dont on veut mesurer la concentration d'ions, et dans l'autre une solution à concentration constante d'ions.

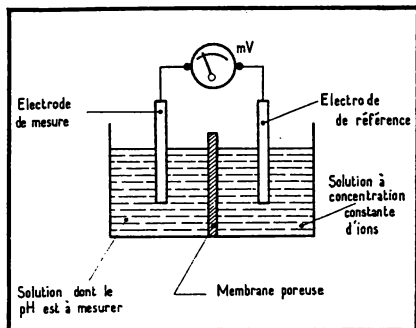


Fig. B-16. — Principe de la mesure du pH

Dans ces solutions sont immergées une électrode de mesure et une électrode de référence respectivement. Cet ensemble constitue une pile galvanique dont la f.e.m. E est donnée par

$$E = K - 58 \cdot \text{pH} \quad (\text{en mV, à } 20^\circ \text{C}).$$

K est une constante particulière aux électrodes utilisées. E varie linéairement avec pH , une variation unité de pH correspond toujours à une variation de E de 58 mV, quelque soit le type des électrodes.

Le problème des électrodes est assez complexe et ne peut être traité en quelques mots. Pratiquement, on utilise surtout l'électrode de verre et l'électrode au calomel. Ces électrodes contiennent déjà la membrane et la solution à concentration constante d'ions, et il suffit donc de les immerger dans la solution à examiner.

Ce qui intéresse les électroniciens, ce sont les caractéristiques de la pile ainsi constituée qui dictent la méthode de mesure de E . Sa résistance interne atteint et dépasse 100 M Ω . De plus, un courant de mesure même très faible polarise la pile et la rend inutilisable. Le circuit de mesure ne doit donc pas consommer plus de 10^{-11} à 10^{-12} A, ce qui exige l'emploi d'un tube électromètre. Il est probable que l'on puisse utiliser aussi un transistor à effet de champ. La f.e.m. à mesurer se chiffre en millivolts. A la sortie de l'étage électromètre servant d'abaisseur d'impédance, la tension de mesure est déterminée par opposition dans un potentiomètre autoéquilibré, et le résultat est affiché par un enregistreur à plume.

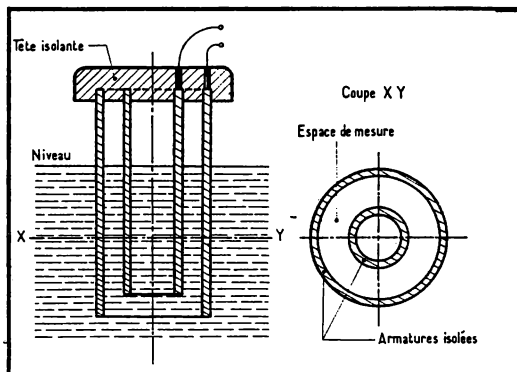
B. 5. — Capteurs capacitifs

La capacité d'un condensateur constitué par deux plaques parallèles est $C = 0,0885 \text{ KS}/d$, avec C en pF, S (la surface d'une plaque) en cm^2 et d (la distance entre plaques) en cm. K est la constante diélectrique de ce qui se trouve entre les plaques. Si c'est de l'air, $K = 1$. Pour convertir la grandeur à mesurer en une valeur corrélée de capacité, on peut donc faire varier la distance entre armatures, la surface en regard des armatures, ou encore la composition du milieu diélectrique.

Un capteur capacitif à variation de constante diélectrique pour la mesure du niveau de liquides diélectriques dans un réservoir est représenté sur la figure B-17. Il a l'avantage de ne contenir aucune pièce mobile. C'est une sonde allant du fond au plafond du réservoir et constituée par deux tubes montés coaxialement et isolés l'un de l'autre. C'est un condensateur coaxial fixe dont le diélectrique est l'air si la cuve est vide. Au remplissage, le liquide monte entre les armatures et, comme sa constante diélectrique est plus grande que celle de l'air expulsé, la capacité augmente. On peut donc déduire le niveau dans la cuve d'une mesure de capacité.

Un tel capteur a nécessairement une capacité faible, et la mesure doit se faire en haute impédance. Si le dispositif de mesure se trouve à quelque distance, il est indispensable d'abaisser l'impédance par un tube à charge cathodique ou un montage à transistors en C.C. Comme la capacitance $1/2 \pi fC$ est inversement proportionnelle à la fréquence, on a intérêt à travailler à une fréquence acoustique élevée, et même en H.F.

Fig. B-17. — Capteur capacitif pour la mesure du niveau de liquides diélectriques.



La variation de capacité qui traduit la variation de la grandeur mesurée peut notamment servir à faire varier la fréquence d'un oscillateur accordé par le capteur (fig. B-18). La tension prélevée sur l'oscillateur est appliquée par un étage séparateur à un discriminateur de fréquence qui procure une tension de sortie proportionnelle à la fréquence, facile à utiliser pour la commande d'un enregistreur ou d'un actionneur (moteur).

On notera dans cet exemple les « avatars » successifs de la grandeur mesurée et traitée : le *niveau* est traduit en *capacité* qui accorde un oscillateur dont la *fréquence* est convertie en *tension* pour produire finalement une *force*. Beaucoup de systèmes de commande utilisent de nombreuses conversions de paramètres.

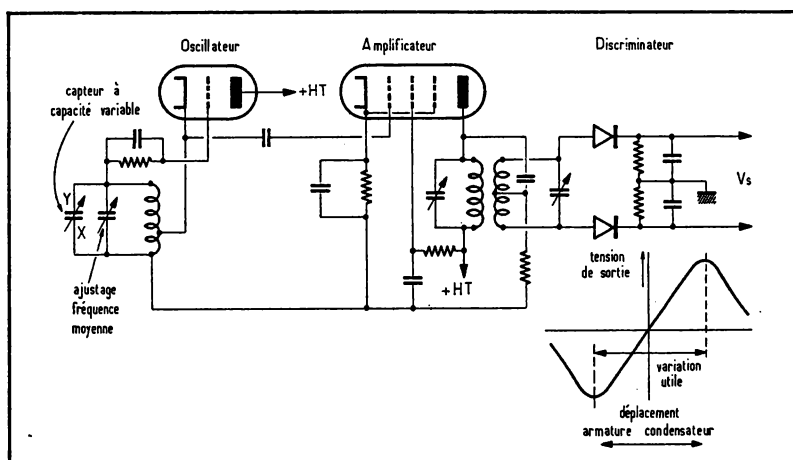


Fig. B-18. — Le capteur capacitif fait varier la fréquence de l'oscillateur. Un discriminateur détecte la variation

Dans la plupart des capteurs capacitifs, la variation de capacité est obtenue en agissant sur l'écartement ou le recouvrement des armatures. Ainsi, on peut traduire une pression de gaz en une variation corrélée de capacité à l'aide de la capsule manométrique de la figure B-19. La pression du gaz dans la conduite P allonge le soufflet métallique B et rapproche ainsi l'armature X montée sur l'extrémité libre de B de la plaque fixe Y du condensateur C dont la capacité diminue.

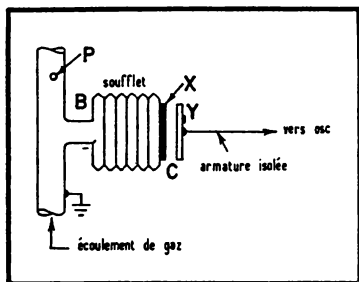


Fig. B-19. — Manomètre à capteur capacitif.

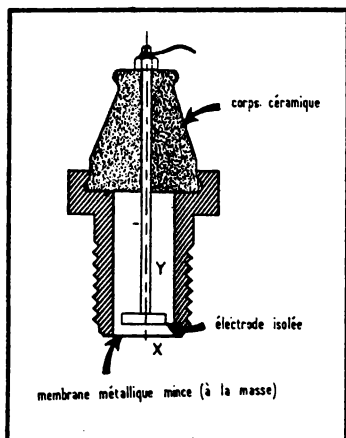


Fig. B-20. — Capteur capacitif pour la mesure dynamique de la pression dans les cylindres des moteurs à explosion.

Pour la mesure du taux de compression et le tracé du diagramme pression/volume des moteurs à explosion, on se sert d'un capteur ressemblant à une bougie modifiée (fig. B-20). A la base du filetage se trouve une membrane métallique mince qui forme l'armature X (à la masse) d'un condensateur C, peu distante de la plaque Y isolée par la porcelaine de la bougie. La pression infléchit le diaphragme, et C augmente. Ces capteurs sont surtout utilisés dans les études dynamiques.

Les capteurs différentiels se prêtent aux mesures par méthode de zéro au pont. La figure B-21 montre un capteur capacitif utile pour transmettre une information de position angulaire. Le volet mobile W solidaire de l'axe tournant forme avec les armatures fixes X et Y un condensateur différentiel : le déplacement de W augmente l'une des capacités partielles, tout en diminuant l'autre. Avec les deux impédances Z_1 et Z_2 , ces deux capacités forment un pont alimenté par le transformateur T en fréquence acoustique. La tension de déséquilibre apparaît en A et est traitée de la manière habituelle. Le principe d'un capteur différentiel capacitif pour déplacements linéaires est indiqué sur la figure B-22 (1).

B. 6. — Capteurs inductifs

Dans les capteurs à reluctance variable, le déplacement d'un noyau magnétique modifie la reluctance d'un circuit magnétique portant un bobinage dont l'inductance L varie. La

(1) F. J. CHAPLOT (Société E.A.M., réalisatrice des équipements Stop-Cote), *Electronique Industrielle*, mars-avril 1962, p. 123-125.

figure B-23 montre le mécanisme d'un capteur à reluctance variable très simple. Lorsque l'armature mobile s'éloigne du circuit magnétique en E, la reluctance de ce dernier augmente, et l'inductance L du bobinage diminue.

Fig. B-21. — Capteur capacitif différentiel pour la transmission de position angulaire.

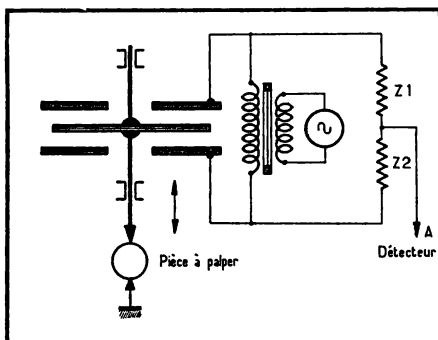
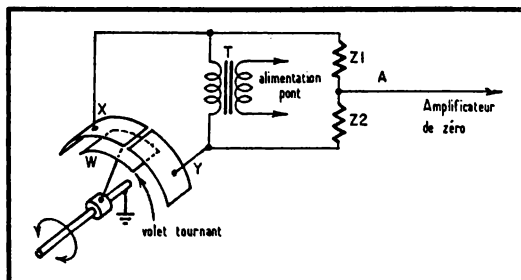
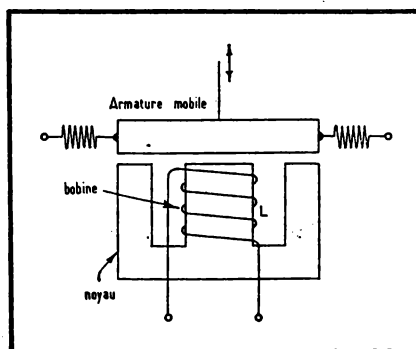


Fig. B-22. — Capteur capacitif différentiel pour la mesure de faibles déplacements linéaires.

Fig. B-23. — Capteur de déplacement linéaire à reluctance variable.



Ici encore, un dispositif différentiel est préférable, car il constitue déjà un demi-pont, facile à utiliser. De plus, les influences perturbatrices (température, humidité, etc) agissent sur les deux parties (symétriques) du capteur et se compensent ainsi en grande partie.

Dans le capteur différentiel à reluctance variable de la figure B-24, l'armature mobile A, solidaire de la pièce dont le déplacement est à mesurer, est placée entre deux circuits magnétiques fixes portant les enroulements L_1 et L_2 . Un déplacement latéral de A augmente l'entrefer de l'un des circuits tout en réduisant celui de l'autre. Il en résulte une variation en sens opposé des inductances qui déséquilibre le pont constitué par L_1 , L_2 , Z_1 et Z_2 . Le pont est alimenté en courant alternatif par le transformateur T, et le déséquilibre est affiché par le milliampèremètre à redresseur M. Pour connaître le sens du déplacement, le simple indicateur de zéro est remplacé par un discriminateur de phase.

La figure B-25 montre l'application de ce principe à un accéléromètre. Les deux circuits magnétiques supportant les bobinages L_1 et L_2 sont ici solidaires de la structure générale, tandis que l'armature A est fixée sur une masse M à suspension élastique. Si l'appareil est monté sur un véhicule, la masse, par son inertie, tend à se porter en arrière lors de l'accélération, et en avant lors du freinage. La modification des entrefers entraîne une variation des inductances, détectée et mesurée par le pont. Des dispositifs analogues servent à détecter et à mesurer les vibrations de machines et de structures.

Le transformateur différentiel ou capteur à inductance mutuelle a un fonctionnement différent. Il se compose d'un tube non magnétique portant deux enroulements semblables L_1 et L_2 connectés en opposition de flux et un troisième enroulement indépendant L_3 . Ce noyau magnétique A, solidaire de la pièce dont le déplacement est à mesurer, coulisse dans l'axe des bobines (fig. B-26).

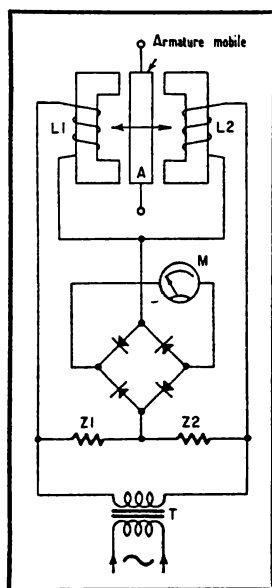


Fig. B-24. — Montage d'un capteur différentiel à reluctance variable.

Supposons l'armature A magnétiquement centrée entre L_1 et L_2 . Une tension alternative V_e appliquée à L_3 induit dans L_1 et L_2 des tensions égales ; mais comme le branchement est fait en opposition, la tension de sortie V_s est nulle. Il suffit d'un faible déplacement latéral de A pour que diminue la tension induite dans l'une des bobines, et augmente celle de l'autre, et V_s n'est plus nulle. En comparant les phases de V_s et V_e , on peut connaître le sens de déplacement de A. (On obtient le même résultat en permutant V_e et V_s .)

Le transformateur différentiel de la figure B-27 se compose de deux circuits magnétiques 1 et 2 portant d'une part des enroulements d'excitation (primaires) L_3 et L_4 et d'autre part

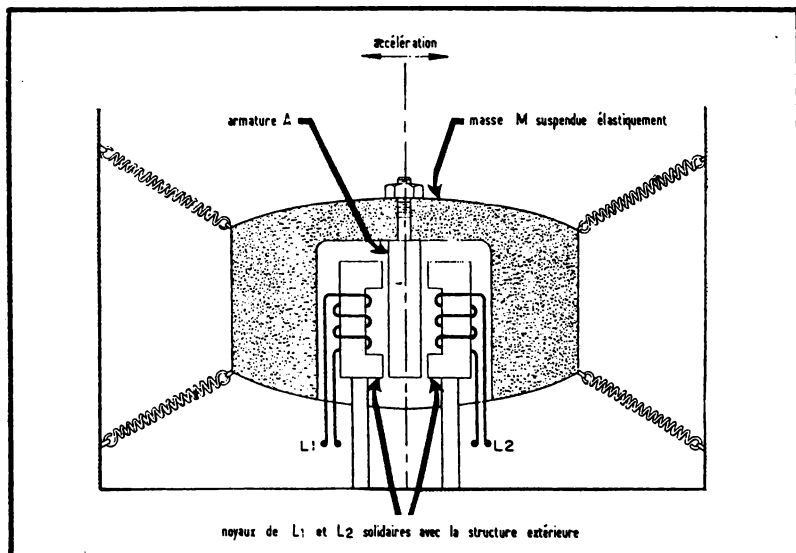
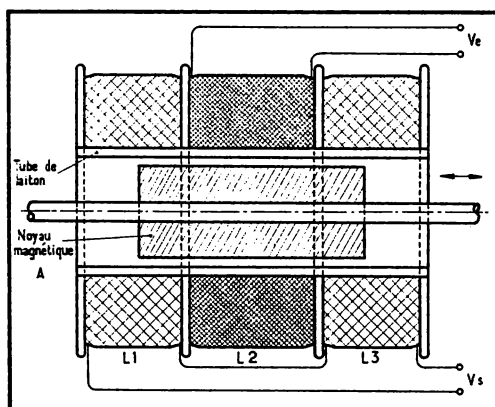


Fig. B-25. — Accéléromètre utilisant un capteur différentiel à reluctance variable.

Fig. B-26. — Transformateur différentiel ou capteur à inductance mutuelle.



des enroulements de mesure (secondaires) L_1 et L_2 . Les circuits magnétiques, coupés, sont plus ou moins fermés par le noyau magnétique A, solide de la pièce dont on veut mesurer le déplacement, qui coulisse dans le sens vertical.

Les primaires sont excités par une tension alternative, de 50 Hz par exemple. Si le noyau A est magnétiquement centré entre 1 et 2, les tensions induites dans L_1 et L_2 sont égales et de sens contraire, et aucune tension n'apparaît entre les points a et b. Un léger déplacement de A, par exemple vers le haut, augmente la tension sur L_1 et diminue celle sur L_2 .

Pour connaître le sens du déplacement, on utilise ici un détecteur en anneau formé par quatre diodes « se mordant la queue ». Une diagonale est branchée sur a et b, l'autre sur le secondaire du transformateur T introduisant la phase de référence. Un milliampermètre

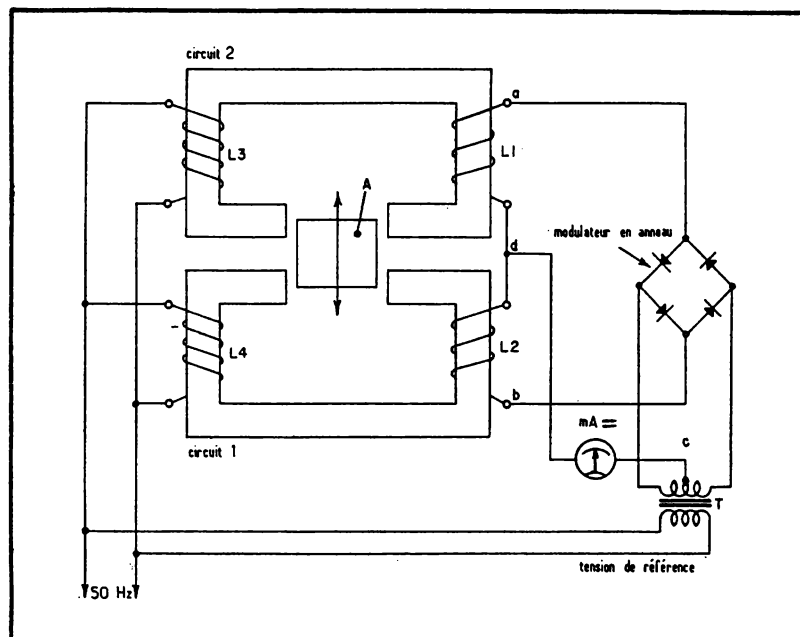


Fig. B-27. — Montage d'un transformateur différentiel.

à courant continu est relié aux points milieu d et c de L_1 , L_2 et T respectivement. La tension de référence rend alternativement conducteurs les demi-ponts redresseurs supérieur et inférieur et laisse passer par le milliampèremètre successivement les alternances des courants de L_1 et L_2 . Par comparaison de phase, l'aiguille de l'instrument (à zéro central) dévie à droite ou à gauche, selon le sens du déplacement de A .

Le transformateur différentiel est très commode à utiliser, car il procure une tension à basse impédance relativement élevée, pouvant éventuellement servir à faire tourner un petit moteur d'équilibrage à courant continu, sans aucune amplification. Toutefois, la tension de sortie n'est généralement pas proportionnelle au déplacement. Ce capteur est souvent utilisé dans les commandes de position de machines-outils.

B. 7. — Transmetteurs synchrones de position angulaire

Une synchro-machine (sélsyn, transyn) est une machine tournante se composant d'un stator (fixe) et d'un rotor (tournant). Le stator porte trois pôles décalés de 120° munis d'enroulements, tout comme le bâti d'un moteur triphasé. Le rotor porte un seul enroulement aboutissant à deux bagues sur lesquelles le courant est amené par des balais.

Si l'on associe deux synchro-machines en branchant leurs enroulements fixes en parallèle et en reliant leurs rotors à une même source de courant alternatif selon la figure B-28, l'ensemble se comporte comme un entraînement mécanique. En effet, si nous faisons tourner le rotor R_1 de la machine 1 (transmetteur) d'un angle θ , le champ magnétique de R_1 induit des tensions dans les enroulements du stator de 1, et ces tensions, transmises au stator de 2, y créent un champ tendant à faire tourner R_2 du même angle θ , dans le même sens. Si le couple résistant appliqué au rotor du récepteur 2 est négligeable, la position angulaire est

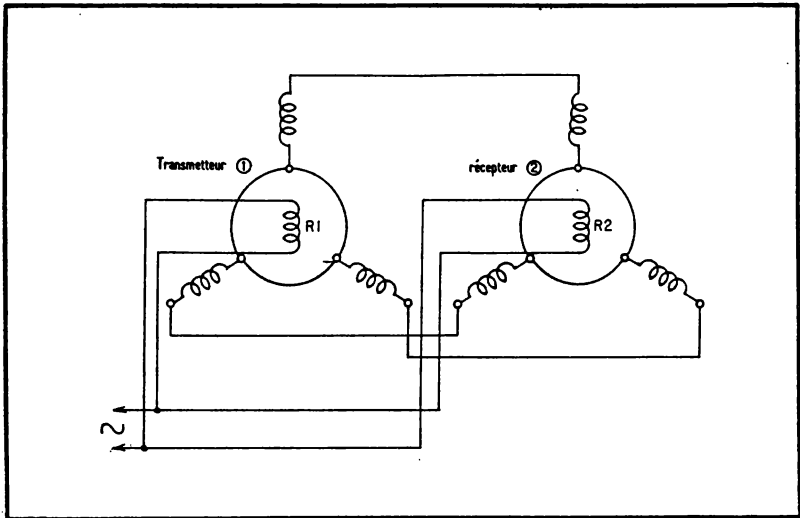


Fig. B-28. — Le rotor R_2 reproduit la position angulaire de R_1 .

reproduite avec une précision pouvant atteindre 0,1 à 0,5°. Le système constitue donc un dispositif de télé-affichage, largement utilisé pour la transmission à distance de l'information de position angulaire de la vis-mère d'un tour par exemple, et aussi pour assurer la rotation synchrone d'une tourelle de radar et du bloc de déviation de l'indicateur panoramique.

On peut encore augmenter la précision de l'information angulaire à l'aide d'un train d'engrenages (sans jeu de renversement) multipliant l'angle de rotation du transmetteur. Le récepteur contient habituellement un amortisseur mécanique étouffant les oscillations du système au voisinage de la position finale. Par ailleurs, les deux machines sont identiques.

Dans le *synchro-comparateur* (fig. B. 29), on donne au rotor R_1 (alimenté en courant alter-

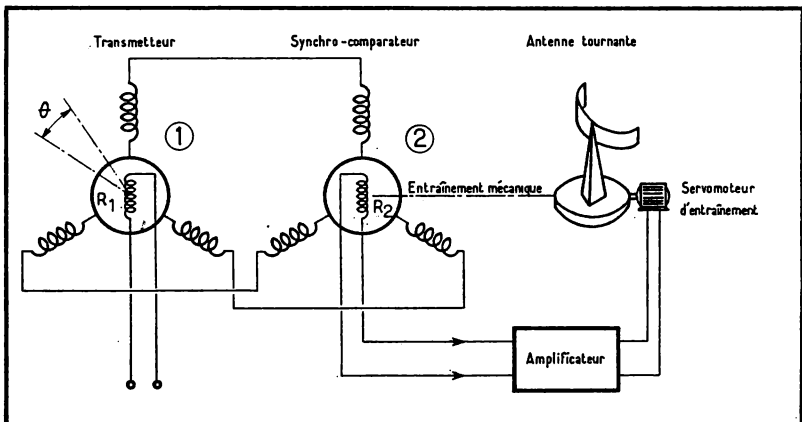


Fig. B-29. — Synchro-comparateur transmettant la position angulaire d'une tourelle de radar

natif) d'une manière manuelle ou automatique la position angulaire θ que l'on veut faire occuper au dispositif commandé, une tourelle de radar par exemple. Le rotor de la machine 2, appelée synchro-comparateur, est entraîné par l'objet asservi et reflète ainsi sa position réelle. Ce rotor R_2 n'est pas alimenté, mais branché à l'entrée d'un servoamplificateur dont la sortie commande le moteur d'entraînement de la tourelle, si nécessaire par l'intermédiaire d'un amplificateur tournant.

Le *synchro-différentiel* est un autre dispositif tournant portant trois enroulements sur le stator et aussi sur le rotor. Si l'on associe une telle machine à deux transmetteurs 1 et 2 dont les stators alimentent respectivement son stator et son rotor (fig. B-30), il ne se passe

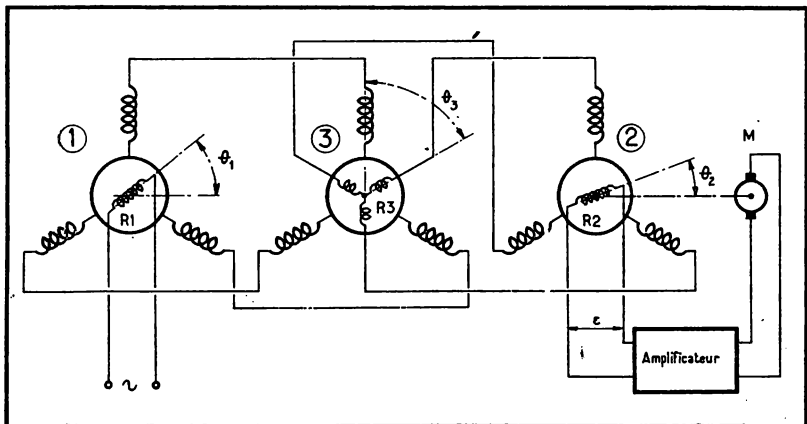


Fig. B-31. — En branchant R_2 comme synchro-comparateur, on obtient un transmetteur différentiel.

rien tant que R_1 et R_2 occupent la même position. Dès que l'on tourne l'un ou l'autre de ces deux rotors d'un angle θ , le champ du stator de 3 tourne du même angle par rapport à celui de son rotor, et si le rotor R_3 est libre, il effectue une rotation θ . Nous sommes donc en présence d'un détecteur d'erreur affichant la somme ou la différence des positions angulaires des transmetteurs 1 et 2. Ce système peut servir à afficher l'efficacité de la synchronisation d'entraînements multiples d'un laminoir par exemple. Dans les avions à plusieurs moteurs, on se sert de synchro-différentiels pour additionner les tours des compteurs de carburant individuels et connaître ainsi la consommation totale de l'appareil.

Dans ce système, on peut déconnecter le rotor R_2 du transmetteur 2 du réseau et le brancher sur l'entrée d'un servoamplificateur afin de l'utiliser comme synchrocomparateur (fig. B-31). Cet ensemble s'appelle *transmetteur différentiel*. Le rotor R_2 est mécaniquement entraîné par le système commandé, tourelle de radar par exemple, dont il reproduit la position angulaire θ_2 . On donne au rotor R_1 le décalage angulaire θ_1 , et on applique au rotor R_3 un décalage θ_3 , une correction par exemple. Dans ces conditions, la tension d'erreur ε recueillie sur les bagues de R_2 est donnée par $\varepsilon = k [\theta_2 - (\theta_1 + \theta_3)]$, où k est une constante. Le système calcule donc la différence angulaire entre sa propre position (qui est celle du mécanisme commandé) et la somme de deux positions introduites.

B. 8. — La roue phonique

Ce dispositif se compose d'un rotor denté en tôles magnétiques ne portant aucun enroulement et d'un circuit magnétique fixe comprenant un aimant permanent (qui peut d'ailleurs être remplacé par un enroulement d'excitation à courant continu) et portant un bobinage. Le déplacement des dents devant les pièces polaires modifie les entrefers, et les variations de reluctance du circuit magnétique qui en résultent induisent dans l'enroulement des impulsions alternativement positives et négatives, une paire par dent. La roue phonique de la figure B-32 porte 16 dents : elle engendre donc 16 paires d'impulsions sur un tour complet. Par une diode, on peut rebouter les impulsions d'une polarité pour ne conserver que des tops unipolaires.

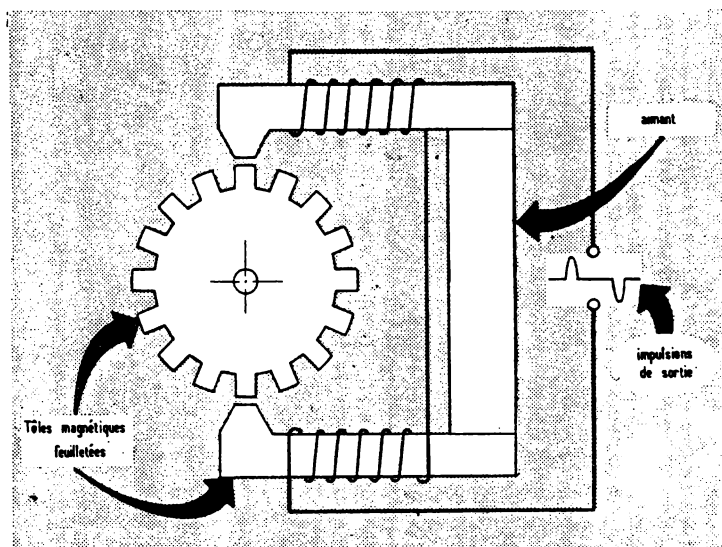


Fig. B-32. — La roue phonique transmet la position angulaire et la vitesse.

Pour mesurer le mouvement de rotation d'une machine tournante, on couple son arbre à l'axe de la roue phonique. Pour connaître la vitesse de rotation, il suffit alors de compter les impulsions produites par la roue phonique, à l'aide d'un compteur électronique par exemple, pendant un intervalle de temps déterminé (chapitre D.15). Si la roue porte 60 dents, et si le comptage dure exactement 1 seconde, le compteur affiche directement le nombre de tours par minute de la machine.

La roue phonique était utilisée autrefois comme générateur de fréquences acoustiques (proportionnelles à la vitesse d'entraînement), d'où son nom. En étudiant avec soin la forme des dents, on peut obtenir une onde sinusoïdale ; mais depuis bien des années, les générateurs électroniques ont éclipsé cet ancêtre.

B. 9. — Génératrices tachymétriques

La génératrice tachymétrique à courant continu est une petite dynamo, souvent à inducteur à aimant permanent, conçue pour produire une f.é.m. bien proportionnelle à la vitesse de rotation de l'induit. En branchant un simple voltmètre sur les bornes de cette dynamo, on peut donc, par le truchement d'une échelle en tours/minute, lire directement la vitesse de rotation.

La figure B-33 montre la régulation de vitesse en boucle fermée d'un moteur M dont une génératrice tachymétrique GT mesure la vitesse de rotation et engendre un f.é.m. v proportionnelle à cette vitesse. Un potentiomètre P alimenté par une source de tension continue E procure la tension de référence e . Ces deux tensions v et e sont branchées en série, avec des polarités opposées ; on applique donc $e - v$ à l'entrée du détecteur d'erreur qui agit sur la commande du moteur (amplificateur magnétique, thyatron, ignitron, etc.) pour accélérer ou ralentir le moteur, afin de rendre nul le signal d'erreur. Ce résultat étant obtenu, le moteur tourne à vitesse constante.

Si une variation de charge modifie la vitesse, il y a de nouveau un signal d'erreur, et le système de commande agit pour ramener le régime du moteur à sa vitesse antérieure. En modifiant e par la manœuvre de P, on impose au moteur un nouveau régime auquel le système de commande se conforme immédiatement. P sert donc de sélecteur de vitesse du moteur.

Un autre type d'application est représenté sur la figure B-34 qui ne montre que la dernière partie de la chaîne d'asservissement, l'amplificateur à courant continu et le moteur d'entraînement M, couplé avec la génératrice tachymétrique à courant continu GT. La tension continue v prélevée sur les balais de GT est injectée dans l'amplificateur et constitue donc une boucle de (contre-) réaction. Le filtre passe-haut RC bloque la tension continue ou lentement variable et ne laisse passer que des composantes à variation rapide.

Lorsque l'axe de sortie A_s est à l'arrêt ou tourne à vitesse constante, le filtre ne transmet rien, et le gain de l'amplificateur est élevé. S'il se produit une variation de vitesse, et notamment si le système tend à devenir instable, le condensateur C transmet la variation de tension, et le signal transmis réduit le gain de l'amplificateur. On obtient ainsi une diminution de l'erreur de position et une correction du retard du servomécanisme.

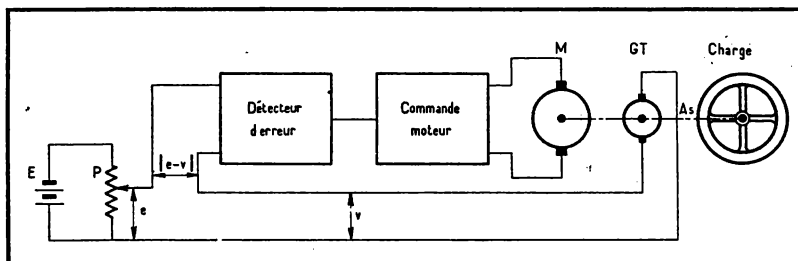


Fig. B-33. — Régulateur de vitesse à génératrice tachymétrique.

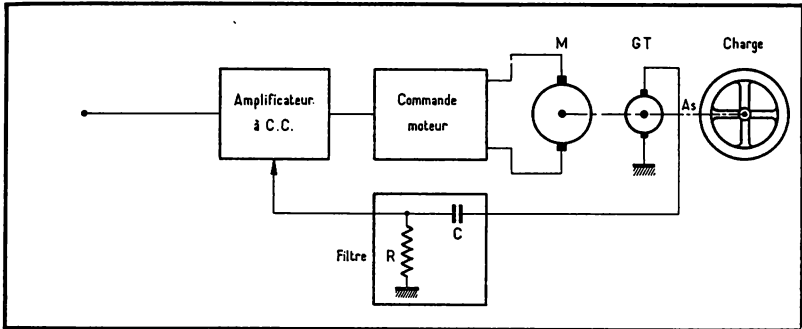


Fig. B 34. — Correcteur de réponse de servomécanisme à génératrice tachymétrique.

On obtient une génératrice tachymétrique à courant alternatif en alimentant l'un des enroulements d'un moteur à induction diphasé par un courant alternatif de fréquence f (fig. B-35). Si l'on fait tourner le rotor, on peut recueillir aux bornes de l'enroulement libre une tension alternative v de fréquence f dont l'amplitude est approximativement proportionnelle à la vitesse de rotation. La phase de v s'inverse avec le sens de rotation, caractéristique intéressante pour l'utilisation dans un servomécanisme à courant porteur.

B. 10. — Tubes photoémissoifs

Il existe un certain nombre de dispositifs dont les caractéristiques électriques varient en fonction de la lumière incidente, et qui sont de ce fait utilisables comme capteurs photoélectriques. En premier lieu, distinguons les cellules photoémissoives relevant de la technique des tubes à vide des dispositifs à l'état solide, photoconducteurs, photovoltaïques et autres.

Une cellule photoémissoive comprend une ampoule de verre évacuée contenant une grande plaque métallique, généralement incurvée, qui constitue la cathode, et une tige droite ou une boucle de fil rigide placée devant l'anode et jouant le rôle d'anode. (On donne à l'anode la surface la plus faible possible afin qu'elle intercepte le moins possible de lumière, figure B-36.) Par une source adéquate, l'anode est rendue positive par rapport à la cathode. La

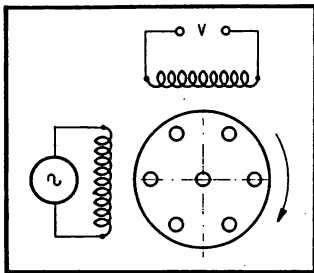


Fig. B-35. — Un moteur à induction diphasé peut servir de génératrice tachymétrique à courant alternatif.

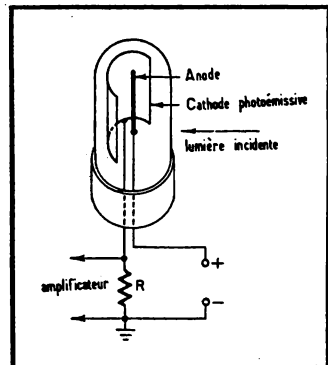


Fig. B-36. — Cellule photoémissoive.

lumière tombant sur la cathode y libère des électrons qui sont attirés par l'anode. Le courant ainsi obtenu traverse une résistance R , et la chute de tension aux bornes de R , fonction de l'éclairement de la cathode, est appliquée à l'entrée d'un amplificateur.

La cathode est recouverte d'un matériau fortement photoémissif, généralement une combinaison de métaux alcalins, qui détermine la réponse spectrale de la cellule, c'est-à-dire la couleur à laquelle la cellule est le plus sensible. La cathode de césium recouverte d'une couche d'oxyde de césium avec des traces d'argent correspond à la réponse spectrale normalisée S_1 dont le maximum de sensibilité se situe dans le rouge et l'infrarouge (longueur d'onde 0,7 à 0,9 μm). Avec un filtre approprié placé devant la cellule, on peut arrêter tout rayonnement visible et obtenir un dispositif uniquement sensible au rayonnement infrarouge. Une cathode au césium-antimoine présente un maximum de sensibilité dans l'ultraviolet, entre 0,3 et 0,4 μm (courbe normalisée S_2). D'autres cathodes ont une courbe de sensibilité voisine de celle de l'œil humain.

Même en l'absence de toute lumière, une telle cellule présente un courant résiduel dit *courant d'obscurité* dû à l'émission thermique d'électrons attirés par l'anode positive. Ce courant augmente avec la température ambiante. On peut le réduire considérablement en faisant fonctionner le tube à très basse température.

La figure B-37 montre les caractéristiques d'une cellule photoélectrique à vide en fonction de l'éclairement. À partir d'une tension anodique U_a relativement faible (20 à 60 V), le courant

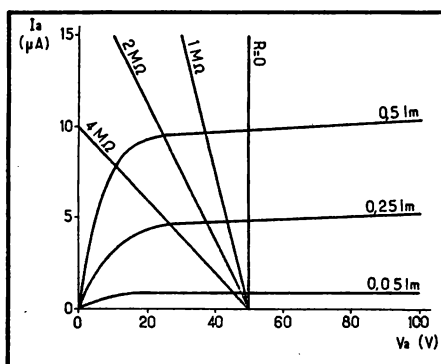


Fig. B-37. — Caractéristiques en fonction de l'éclairement d'une cellule photoélectrique à vide.

anodique I_a n'augmente pratiquement plus (saturation) et devient indépendant de U_a . Le courant anodique est faible, inférieur à 100 μA , et la sensibilité est de l'ordre de 20 à 50 $\mu\text{A}/\text{lumen}$.

Lorsque l'on introduit dans l'ampoule un peu de gaz rare (argon, xénon, krypton ou hélium), on obtient une cellule à gaz dont le comportement est très différent (fig. B-38). Après une amorce de palier correspondant à la tension de saturation des cellules à vide, I_a continue à monter. Les électrons quittant la cathode rencontrent des atomes de gaz qui, sous l'effet du choc, se divisent en ions positifs migrant vers la cathode et électrons qui se joignent aux électrons initialement émis par la cathode pour se rendre sur l'anode. Il s'ensuit une « amplification du gaz » de l'ordre de 5 à 10. Ces cellules offrent donc une sensibilité plus grande, de l'ordre de 100 à 150 $\mu\text{A}/\text{lumen}$.

Au-dessus d'une certaine valeur de U_a (environ 90 V), la décharge à lueur commence, et I_a augmente brusquement. La cellule fonctionne alors comme un tube au néon, et ses propriétés photoémisives sont rapidement détruites. Des dispositions doivent donc être prises pour que la tension maximale spécifiée par le constructeur ne soit jamais dépassée.

Dans les cellules à vide, I_a est proportionnel au niveau d'éclairement, et le fonctionnement est bien reproductible. Cette cellule convient donc bien aux mesures photométriques. Dans les cellules à gaz, I_a n'est pas proportionnel à l'éclairement. De plus, une diminution de sensibilité, d'autant plus prononcée que l'éclairement est plus intense, se manifeste dès les premières

Fig. B-38. — Caractéristiques d'une cellule photoélectrique à gaz.

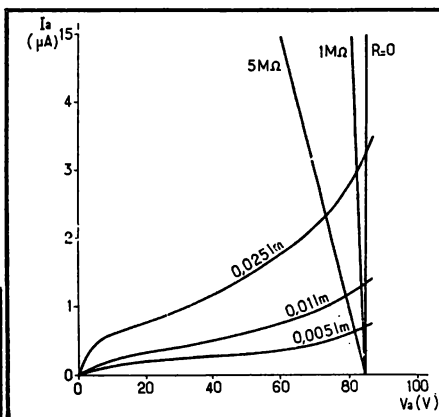
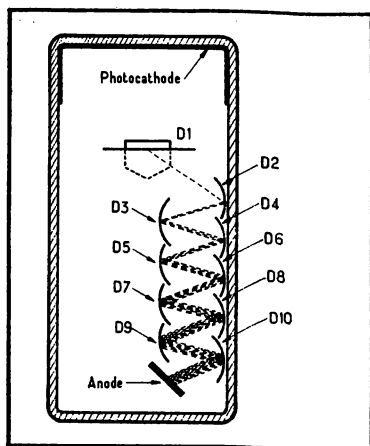


Fig. B-39. — Structure interne d'un tube photomultiplicateur.

heures de fonctionnement. Enfin, le phénomène de l'ionisation confère au tube une certaine inertie, limitant sa fréquence de fonctionnement à environ 1,5 kHz. Ces inconvénients peuvent toutefois être parfaitement acceptables en électronique industrielle où les cellules fonctionnent souvent par tout ou rien, à une cadence relativement lente. La plus grande sensibilité permettant de simplifier l'amplificateur peut alors être un avantage décisif.

Pour les très faibles niveaux d'éclairement, on utilise des tubes *photomultiplicateurs* comprenant une cellule photoémissive à vide associée à un amplificateur à émission secondaire. La figure B-39 montre la construction du photomultiplicateur 50 AVP. La cathode est ici constituée par une couche translucide de matériau photoémissif S_4 (antimoine de césium) déposée sur l'extrémité frontale plane du tube.

Les électrons émis par la cathode se rendent sur la première anode dite *dynode 1*, conçue et disposée de manière telle que tout électron incident libère plusieurs électrons secondaires qui l'accompagnent sur son trajet vers la dynode 2, dont le potentiel est supérieur à celui de la dynode 1. Il y a donc multiplication électronique, et le même jeu se répète encore et encore, puisqu'il y a 11 dynodes au total. On obtient ainsi une amplification totale dépassant 10^6 , et la sensibilité du tube atteint 125 A/lumen. Cependant, le courant d'obscurité reste inférieur à $5 \cdot 10^{-8}$ A, ce qui permet au photomultiplicateur de recevoir des impulsions lumineuses 100 fois plus faibles qu'une cellule suivie d'un amplificateur. Le photomultiplicateur est

encore préférable à une cellule suivie d'un amplificateur à cause de son rapport signal/bruit plus élevé et de sa constante de temps plus faible.

Pour le 50 AVP, la tension entre dynodes voisines est de 147 V. Comme toutes les dynodes sont montées en cascade, la tension d'alimentation du photomultiplicateur est assez élevée : 1800 V, et cette tension doit être stabilisée.

Le photomultiplicateur est spécialement conçu pour le comptage des scintillations dans les manipulations nucléaires ; mais il est utilisé d'une manière générale pour la détection et la mesure des rayonnements lumineux très faibles. Tous les tubes photoélectriques, et le photomultiplicateur en particulier, doivent être protégés de la lumière intense, et surtout du soleil, qui endommage la photocathode, même si le tube n'est pas sous tension.

B. 11. — Dispositifs photoélectriques à l'état solide

On peut distinguer trois catégories de dispositifs semiconducteurs photoélectriques : les cellules photovoltaïques, les résistances photoconductrices et les éléments photosensibles à jonction.

Les cellules à couche d'arrêt ou *photovoltaïques* sont le siège d'une f.é.m. lorsqu'elles sont exposées à la lumière, et cette f.é.m. augmente avec le niveau d'éclairement. C'est le principe utilisé depuis bien longtemps par le posemètre employé en photographie, qui n'est rien d'autre qu'un galvanomètre sensible étalonné en valeurs d'éclairement branché sur une cellule photovoltaïque au sélénium (fig. B-40).

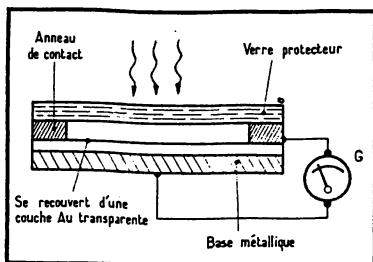


Fig. B-40. — Coupe d'une cellule photovoltaïque au sélénium.

Le rendement de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique est faible pour les cellules au sélénium : environ 1 à 2% seulement. Plus récemment, on a obtenu des rendements de 10% et davantage avec des cellules au silicium, ce qui a permis de les utiliser comme « batteries solaires » pour l'alimentation des satellites artificiels et, sur terre, des répéteurs téléphoniques en pleine campagne. Une telle cellule se compose d'un disque de silicium type *n* sur la surface exposée duquel on forme une couche *p* par diffusion de bore. La lumière traverse cette couche très mince (environ 2,5 μm), et la jonction devient le siège d'une différence de potentiel qui atteint 0,5 V en plein soleil. Un anneau métallique, en contact avec la couche *p*, constitue le pôle positif de cette « pile solaire » (fig. B-41). Comme l'intensité du courant ainsi obtenu est faible, il faut grouper un certain nombre de cellules en série-parallèle pour obtenir une puissance utilisable, et ces cellules sont relativement coûteuses.

Les *résistances photoconductrices* sont constituées par un matériau semiconducteur déposé sur un support isolant entre deux électrodes imbriquées en peigne (fig. B-42). Le tout est ensuite enrobé dans une matière plastique transparente ou placé dans une ampoule de verre, vidée ou remplie d'un gaz inerte. Cette cellule constitue une résistance (il n'y a pas de polarité) dont la valeur dans l'obscurité peut être très élevée (1 à 1000 M Ω). L'illumination réduit cette résistance au 1/1000, et même au 1/10 000 de sa valeur dans l'obscurité. Une variation aussi forte facilite évidemment la réalisation de commandes photoélectriques.

Fig. B-41. — Coupe d'une « batterie solaire » au silicium.

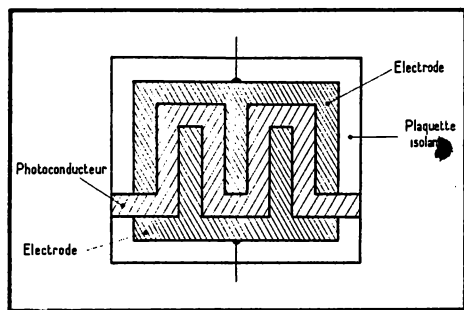
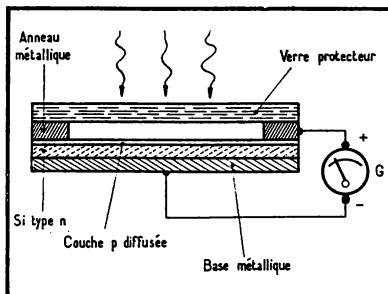
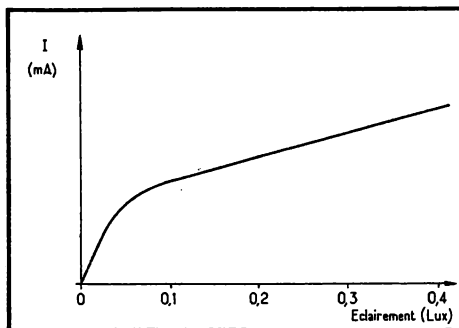


Fig. B-42. — Résistance photoconductrice.

Fig. B-43. — Courbe de sensibilité d'une cellule photoconductrice.



Comme matériau photoconducteur, le sélénium est connu depuis près d'un siècle. Aujourd'hui, on utilise surtout le sulfure et le séléniure de cadmium, sensibles à la lumière visible, avec un maximum dans le rouge, et le sulfure de plomb, sensible à l'infrarouge et utilisable pour la détection des points chauds.

Ces photorésistances sont fabriquées avec des surfaces actives allant d'une fraction de millimètre carré à plusieurs centimètres carrés. La tension appliquée peut atteindre 300 à 500 V. La dissipation est évidemment en rapport avec la surface active et va de 0,05 à 2 W. Dans ces conditions, la puissance commandée peut atteindre 20 W, ce qui est amplement suffisant pour actionner directement un relais.

La sensibilité à la lumière de ces cellules augmente d'abord fortement aux faibles éclairements (inférieurs à 0,1 lux), puis plus lentement et d'une manière à peu près linéaire (fig. B-43). La résistance, particulièrement dans l'obscurité, est sensible aux variations de tem-

pérature (elle augmente avec la température) ; mais aux forts niveaux d'éclairement, cette influence est pratiquement négligeable. La réponse aux variations brusques d'éclairement n'est pas instantanée ; à l'irradiation brusque correspond un *temps d'établissement* qui, pour une cellule donnée au sulfure de cadmium, est de 2,5 s à 0,1 lux, et de 8 ms à 100 lux. De même, à l'extinction de la lumière correspond un *temps de recouvrement*, plus court que le temps d'établissement : 0,57 s pour un éclairement initial de 0,1 lux, et 5 ms pour 100 lux. De ce fait, la cellule photoconductrice n'est utilisable qu'avec des variations de lumière relativement lentes ; aux éclairements moyens, la fréquence de coupure se situe vers 1 kHz.

Dans la catégorie des *dispositifs photosensibles à jonction*, nous retrouvons un certain nombre de dispositifs semiconducteurs, commandés cependant par un rayonnement au lieu du courant électrique. Dans cette catégorie, le fonctionnement est basé sur l'action de la lumière sur une jonction *p-n* polarisée en sens inverse. Dans une telle jonction passe le courant dit inverse, normalement faible devant le courant direct. Ce courant inverse augmente avec la température, et aussi avec l'éclairement de la jonction. Considéré comme gênant dans l'utilisation d'une diode comme redresseur, ce courant inverse devient le *courant de travail* dans les *photodiodes*.

Il existe des photodiodes au germanium et au silicium, à jonction, à pointe et en technique *planar* ; ces dernières, au silicium, ont un courant d'obscurité particulièrement faible. Ces diodes sont agencées pour que la lumière puisse tomber sur la jonction, généralement en passant par une petite lentille convexe incorporée. Leur réponse spectrale couvre la lumière visible et le proche infrarouge. Leur fréquence limite est nettement plus élevée que celle des photorésistances, puisqu'elle atteint 100 kHz pour le germanium et 1 MHz pour le silicium. Le courant inverse est normalement inférieur à 1 mA. Leur sensibilité va de 25 à 200 mA/lux environ.

Les photodiodes sont les plus petits de tous les dispositifs photoélectriques : on en fabrique ayant la taille d'une grosse tête d'épingle. De ce fait, elles conviennent bien aux lecteurs de cartes et bandes perforées en traitement d'informations, et à des applications d'électronique industrielle exigeant un capteur particulièrement petit.

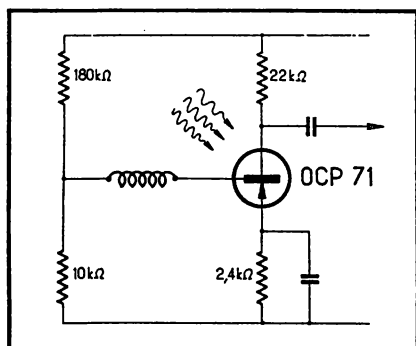


Fig. B-44. — Montage d'un phototransistor

Le phototransistor est en quelque sorte une photodiode à étage amplificateur incorporé. Il se distingue du transistor ordinaire par le boîtier pourvu d'une fenêtre (généralement munie d'une lentille) par laquelle la lumière tombe directement sur la jonction émetteur-base. Comme l'injection d'un courant dans la base, l'illumination de la jonction donne lieu à un courant amplifié dans le circuit collecteur, et ce courant est suffisant pour commander un relais. Au prix d'un encombrement légèrement plus grand, on peut donc souvent se passer de l'amplificateur que la photodiode exige normalement.

Un phototransistor se monte comme un transistor ordinaire (fig. B-44). Comme la température fait varier le courant collecteur au même titre que la lumière incidente, il est parti-

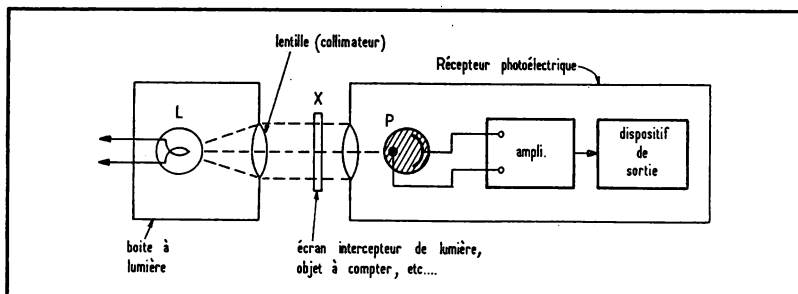


Fig. B-45. — Schéma d'une commande photoélectrique.

culièrement nécessaire ici d'employer une compensation de température par diviseur de tension alimentant la base et résistance dans l'émetteur.

On construit des phototransistors au germanium et au silicium, avec les caractéristiques spectrales des photodiodes utilisant les mêmes semiconducteurs. Leur sensibilité est beaucoup plus élevée que celle des photodiodes, elle peut atteindre 3 A/lux.

Enfin, on réalise des dispositifs de commutation comme les redresseurs commandés au silicium, thyristors et diodes à 4 couches dont le déclenchement peut être provoqué par illumination d'une jonction aussi bien que par un signal électrique. Il est ainsi possible de commander une puissance relativement importante pouvant atteindre 100 W à l'aide d'un seul dispositif, actionné par un rayon de lumière.

Les dispositifs photoélectriques à l'état solide ont donc, par rapport aux cellules photoémissives, les avantages d'un très faible encombrement, d'une grande robustesse et, pour les dispositifs à jonction, d'une tension d'alimentation réduite. Ils s'adaptent parfaitement aux montages à transistors. En revanche, la non-linéarité de leurs caractéristiques les prédestine aux montages par tout ou rien ; pour les mesures d'éclairement, les cellules photoémissives, par ailleurs moins influencées par les variations de température, sont préférables.

B. 12. — Utilisation des cellules photoélectriques

Tout dispositif photoélectrique est nécessairement associé à une source de rayonnement qui n'est pas forcément de la lumière visible ; beaucoup de cellules répondent à l'infrarouge (chaleur rayonnée), d'autres à l'ultraviolet et aux longueurs d'onde encore beaucoup plus courtes comme les rayons X et les radiations nucléaires. Le bon rendement exige évidemment que la réponse spectrale de la cellule corresponde au rayonnement à détecter ou à mesurer.

En électronique industrielle, la source de rayonnement est généralement une lampe à incandescence enfermée dans une boîte métallique munie d'une optique de focalisation qui concentre la lumière en un faisceau parallèle. Une autre boîte, également munie d'une optique, contient la cellule photoélectrique et, s'il y a lieu, l'amplificateur associé (fig. B-45). Le faisceau est intercepté, infléchi ou atténué entre les deux boîtes par les éléments de l'opération qu'il s'agit de compter ou de surveiller.

Une cellule photoémissive P est alimentée par une tension continue E à travers une résistance de charge R. L'amplificateur est branché au point A (fig. B-46). Lorsque la lampe L est éteinte, l'émission photoélectrique de P est très faible, et A est pratiquement au potentiel E. L'illumination produit un photocourant qui crée dans R une chute de tension abaissant le potentiel de A. Pour obtenir la variation inverse, il suffit de permuter P et R.

Le même schéma reste valable si l'on remplace la cellule photoémissive par une résistance photoconductrice. La variation d'éclairement entraîne pour le potentiel de A des variations

dans le même sens que précédemment, bien que la variable agissante soit ici la résistance, et non pas le courant. Comme la photorésistance n'a pas de polarité à respecter, le sens du branchement est indifférent, et l'alimentation en courant alternatif est admissible si elle ne présente pas d'inconvénients par ailleurs.

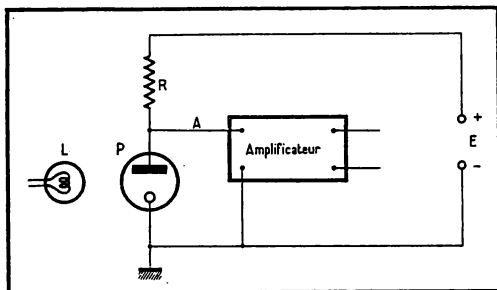


Fig. B-46. — Cellule photoémissive suivie d'un amplificateur.

Le courant commandé par une cellule photoconductrice à grande surface active suffit à commander directement un relais (fig. B-47). Comme les relais sensibles s'accommodent mal du courant alternatif que la cellule photoconductrice supporte bien, il est préférable, en cas d'utilisation de courant alternatif, de le redresser par une petite diode D. Le condensateur C aplanit les pulsations du courant redressé et empêche le relais de vibrer.

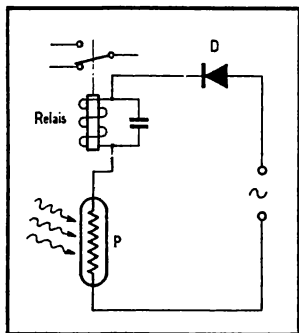


Fig. B-47. — Une cellule photoconductrice à grande surface peut commander directement un relais sensible.

Une cellule photoémissive ou photoconductrice sert souvent à commander un thyatron actionnant à son tour un relais. La figure B-48 montre un tel montage, particulièrement simple par son alimentation en courant alternatif. Le secondaire S_1 du transformateur alimente la plaque du thyatron V_2 qui ne peut fonctionner que pendant les alternances rendant sa plaque positive par rapport à sa cathode. Simultanément, le secondaire S_2 polarise la grille suffisamment pour interdire l'ionisation.

La cellule photoélectrique V_1 forme avec la résistance R un diviseur de tension alimenté par S_2 ; une illumination de V_1 abaisse sa résistance interne, le potentiel du point A par rapport à la cathode diminue et le thyatron s'enclenche et actionne le relais R E L. Le tube se désamorce à chaque alternance rendant la plaque négative ; si l'illumination de la cellule a cessé, le potentiel du point A remonte (en valeur absolue), et à la prochaine alternance de conduction, le thyatron reste éteint. C'est là un avantage du fonctionnement en courant alternatif ; en courant continu, il faut interrompre le circuit plaque pour faire cesser l'ionisation.

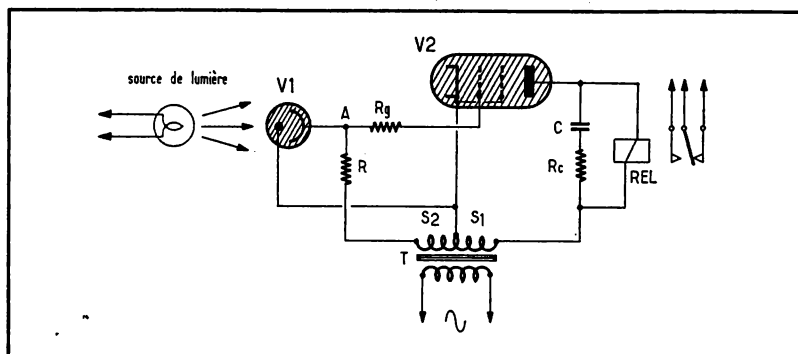


Fig. B-48. — Commande d'un thyatron par cellule photoélectrique.

Le condensateur C empêche le relais (traversé par un courant pulsé) de vibrer ; il est inutile si l'on utilise un relais spécial à courant alternatif. La résistance R_c sert à limiter le courant plaque du thyatron au moment de l'ionisation, car C constitue alors un véritable court-circuit. R_g protège le tube contre le courant grille ; c'est un élément habituel des montages à thyatron.

Dans le montage différentiel de la figure B-49, la lumière d'une source unique L est partagée en deux faisceaux qui tombent sur les cellules P_1 et P_2 montées dans les grilles d'un amplificateur différentiel V_{1a} , V_{1b} . Le galvanomètre G détecte de faibles différences d'opacité des écrans X et Y, constitués par exemple par des récipients de verre contenant des liquides dont on veut comparer l'opacité. La disposition symétrique élimine l'influence des fluctuations de brillance de la source. Le système s'apparente à un pont dont il a l'avantage de la sensibilité.

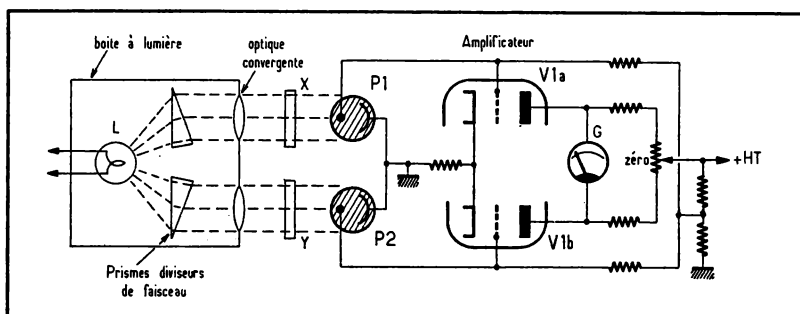


Fig. B-49. — Commande photoélectrique différentielle à source de lumière commune.

Dans certains cas, il est nécessaire que le dispositif photoélectrique réponde à la seule lumière « signal » et reste insensible à la lumière ambiante et à toute autre illumination. On peut alors découper le faisceau lumineux de la source « signal » par un disque tournant

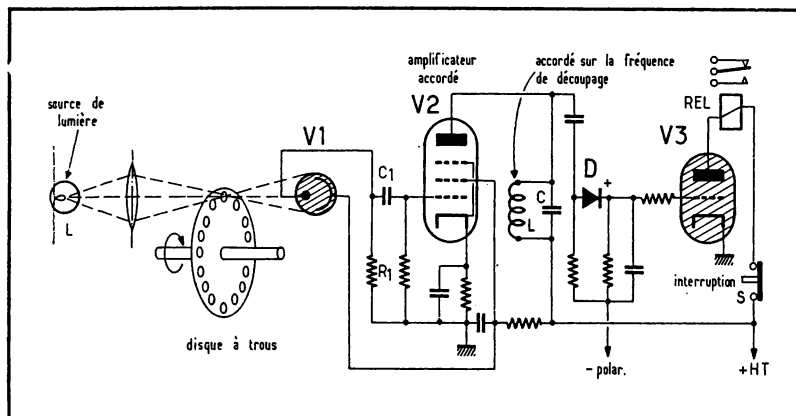


Fig. B 50. — Découpage du faisceau lumineux par disque tournant à trous.

pourvu de trous régulièrement espacés (fig. B-50). La lumière pulsée tombant sur la cellule V_1 fait passer un courant alternatif dans la résistance de charge R_1 couplée à l'étage amplificateur V_2 par le condensateur C_1 . Par un circuit LC (par exemple), cet amplificateur est accordé sur la fréquence de découpage. Seule, la lumière pulsée à la fréquence d'accord de LC donne

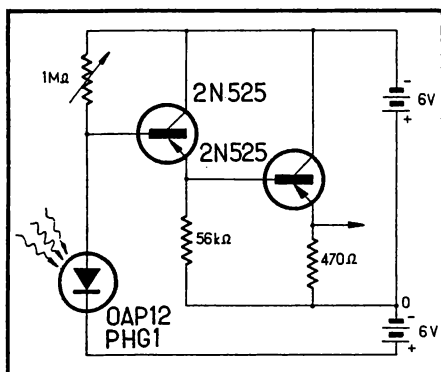


Fig. B-51. — Photodiode au germanium branchée sur un amplificateur à transistors.

lieu à la sortie de V_2 à une tension qui est redressée par la diode D et déclenche le thyatron V_3 . Comme ce dernier est ici alimenté en courant continu, un interrupteur à poussoir S est nécessaire pour arrêter la décharge du tube.

La figure B-51 montre l'association d'une photodiode au germanium à un préamplificateur à transistors en montage Darlington (1). Dans ce montage, la variation thermique du courant d'obscurité de la photodiode compense en grande partie la variation thermique du courant de repos du premier transistor, et le dispositif admet ainsi de larges variations de

(1) R. DAMAYE, *Electronique Industrielle*, novembre et décembre 1964 et janvier 1965.

température. Le montage Darlington offre une impédance d'entrée élevée s'adaptant bien à la haute impédance de la diode, et une basse impédance de sortie. L'auteur a obtenu une tension de sortie de 5 V crête.

B. 13. — Capteurs à effet Hall

Bien que l'effet Hall ait été décrit pour la première fois vers 1879, il a fallu attendre l'avènement des semiconducteurs pour qu'il soit techniquement utilisable, car il est peu marqué dans les bons conducteurs.

Un capteur à effet Hall est une plaquette rectangulaire en matériau semiconducteur portant deux paires d'électrodes A et B, C et D se faisant face. Si on fait passer entre A et B un courant continu d'intensité I et si on place la plaquette dans l'entrefer d'un aimant de sorte que le champ magnétique H soit perpendiculaire au plan de la plaquette (fig. B-52), il apparaît entre C et D une tension de Hall $V_H = K H I$, où K est une constante caractéristique du matériau (constante de Hall) et de l'épaisseur de la plaquette.

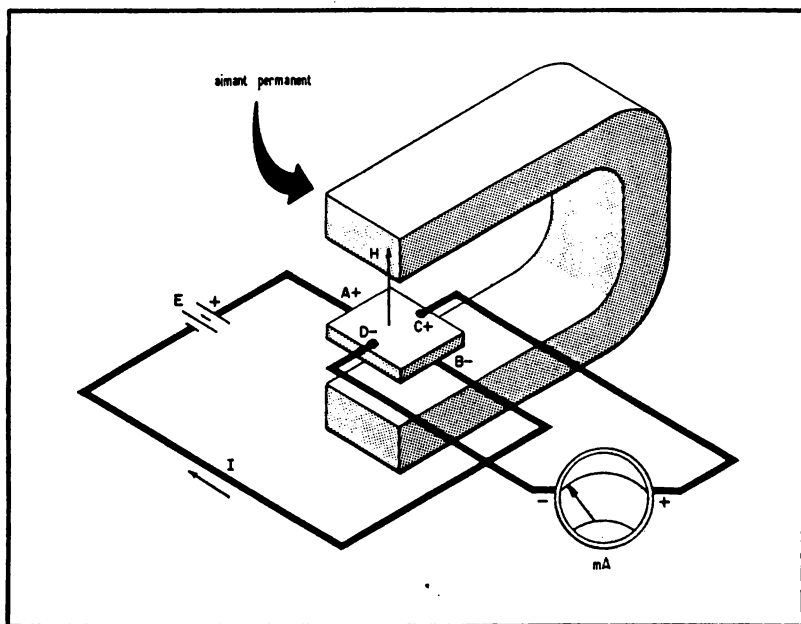


Fig. B-52. — Principe d'un capteur à effet Hall.

En maintenant I constant, V_H est donc proportionnel au champ magnétique H . Nous disposons là d'un capteur très commode pour la mesure des différentes grandeurs magnétiques, et on réalise des *gaussmètres* pour la mesure des champs magnétiques et des *coercimètres* pour la mesure des champs résiduels des aimants permanents, après arrêt de l'aimantation. On réalise des plaquettes très minces, permettant d'explorer des entrefers très réduits.

On obtient un *ampèremètre* pour la mesure des fortes intensités circulant dans des barres de distribution en montant le capteur au voisinage de la barre pour être exposé au champ

magnétique proportionnel à l'intensité du courant traversant la barre. En produisant le champ magnétique par un enroulement L en série dans la ligne de distribution et en branchant les

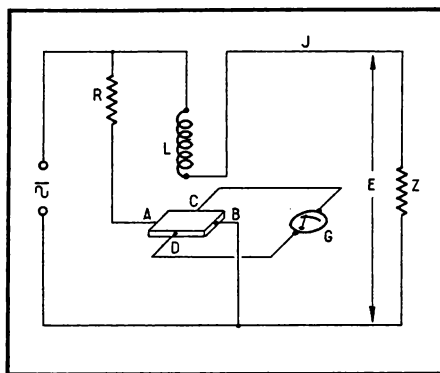


Fig. B-53. — Wattmètre utilisant un capteur à effet Hall.

électrodes d'excitation AB en dérivation sur la ligne (en série, bien entendu, avec une résistance R), on obtient un *wattmètre*, utilisable en continu comme en alternatif (fig. B-53). Dans ce dernier cas, le dispositif tient compte du déphasage, et on mesure la puissance réelle $EJ\cos\phi$. Cette sensibilité à la phase permet la réalisation de *phasemètres* à effet Hall.

En calcul analogique, on utilise des dispositifs à effet Hall comme *multiplicateurs*. Si l'on rend H et I proportionnels à deux variables, le capteur effectue en effet leur multiplication analogique, puisque la tension de sortie V_H est proportionnelle au produit HI .

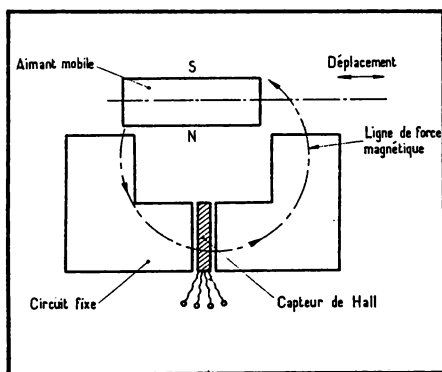


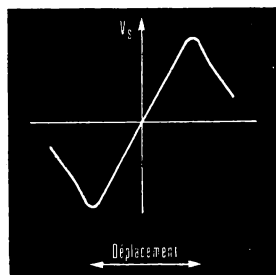
Fig. B-54. — Capteur de déplacement à effet Hall.

Un capteur de déplacements très sensible à effet Hall est schématisé sur la figure B-54. Il comprend un circuit magnétique fixe en C en deux parties entre lesquelles est placé le capteur (représenté en profil). Un petit aimant permanent à polarisation verticale, solidaire de la pièce dont on veut mesurer le déplacement, peut coulisser au-dessus du circuit magnétique.

Si les électrodes A et B sont correctement excitées, on recueille entre C et D une tension V_H fonction de la position relative de l'aimant. Si ce dernier est magnétiquement centré par rapport aux pièces polaires, le flux se répartit symétriquement, et V_H est nulle. Le léger décen-

trage indiqué sur la figure a pour effet de faire passer des lignes de force magnétiques du pôle N (en bas) à travers le circuit magnétique, de gauche à droite, au pôle S (en haut de l'aimant), en traversant le capteur, et une tension V_H de polarité déterminée apparaît à la sortie. Un décentrage vers la droite de l'aimant fait passer les lignes de force du pôle N par la pièce polaire droite à travers le circuit magnétique, et de la pièce polaire gauche au pôle S. Le sens du flux qui traverse aussi le capteur de Hall s'inverse donc, et on recueille une tension de sortie qui a la forme indiquée sur la figure B-55. Dans les limites d'utilisation du dispositif, cette tension est proportionnelle en grandeur et en signe au déplacement.

Fig. B-55. — Tension de sortie d'un capteur à effet Hall en fonction du déplacement.



Tout comme les constructeurs spécialisés en extensométrie ont développé des applications très variées pour les jauges de contrainte, les spécialistes des capteurs à effet Hall (Allemands en particulier) ont mis au point de nombreux procédés permettant de mesurer des grandeurs très diverses avec ces dispositifs, et des applications nouvelles sont fréquemment décrites dans la littérature technique.

C — ÉLÉMENTS DE BASE DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES

Tout système électronique est composé d'éléments de base comme les amplificateurs, oscillateurs, détecteurs et autres, connectés ensemble pour produire l'action désirée. Il faut donc bien connaître le fonctionnement de ces montages élémentaires pour pouvoir comprendre le fonctionnement de l'ensemble.

Dans les pages qui suivent, nous examinerons les montages de base de l'électronique industrielle. Cet examen sera succinct, et n'aura pas la prétention de se substituer à un bon traité d'électronique générale.

C. 1. — Types d'amplificateurs

Un amplificateur sert à renforcer un signal trop faible pour être utilisé directement ; mais ce renforcement peut être fait selon des critères différents. Le rectangle de la figure C-1 représente un amplificateur. Quatre bornes sont sorties, c'est donc un quadripôle. (Habituellement, les bornes *b* et *d* sont reliées ensemble et à la masse.) En appliquant aux bornes d'entrée *a* et *b* une tension V_e , on recueille aux bornes de sortie *c* et *d* une tension V_s de même forme que V_e . Si la forme d'onde est différente, il y a distorsion provoquée par le fonctionnement sur une partie non linéaire de la caractéristique du tube ou du transistor. Dans un amplificateur à haute fidélité, on s'ingénie à réduire le plus possible cette distorsion qui compromet la parfaite reproduction. En électronique industrielle, cette distorsion est souvent moins gênante, et l'on rencontre davantage d'impulsions et d'ondes rectangulaires que de sinusoïdes.

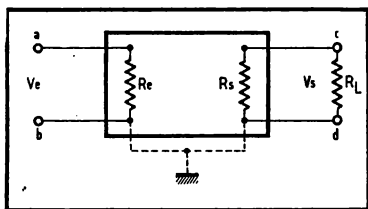


Fig. C-1. — L'amplificateur constitue un quadripôle.

S'il y a $V_s > V_e$, il y a *amplification en tension*, et le gain de l'amplificateur est $G = V_s/V_e$. Mais il peut aussi y avoir amplification avec $V_s < V_e$. Supposons que notre quadripôle ait une résistance d'entrée $R_e = 1 \text{ M}\Omega$ et débite sur une charge $R_L = 100 \Omega$. Si à une tension appliquée $V_e = 100 \text{ V}$ correspond une tension $V_s = 10 \text{ V}$ sur R_L , le gain en tension est de

0,1, autrement dit, il y a affaiblissement de 10. Mais en comparant les puissances à l'entrée P_e et à la sortie P_s , on trouve :

$$P_e = V_e^2/R_e = 10\,000/1\,000\,000 = 0,01\text{ W},$$

et

$$P_s = V_s^2/R_L = 100/100 = 1\text{ W}.$$

Il y a donc *amplification en puissance*, avec un gain en puissance de 100.

Les *amplificateurs de puissance* (un seul étage suffit souvent) produisent la puissance nécessaire pour faire tourner un moteur, actionner un électroaimant ou, en général, alimenter une charge. Ces étages de puissance nécessitent un signal d'attaque d'une certaine amplitude, et un *préamplificateur* (de tension) est utilisé pour amener le signal initial à l'amplitude nécessaire. Le nombre d'étages préamplificateurs dépend du gain nécessaire.

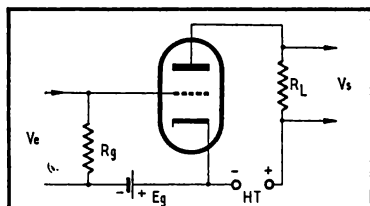


Fig. C-2. — *Étage amplificateur à triode.*

Les amplificateurs sont encore caractérisés par leur bande passante. En électronique industrielle, on travaille surtout aux basses et très basses fréquences, et on ne dépasse guère 100 kHz. En revanche, l'amplification sans distorsion de phase de signaux de fréquence inférieure à 50 Hz est plus délicate. L'emploi des amplificateurs à courant alternatif à liaisons R-C peut alors conduire à des constantes de temps excessives et à l'instabilité. On utilise alors des amplificateurs *dis* à courant continu (un courant parfaitement continu n'a pas besoin d'être amplifié, il s'agit en fait de signaux lentement variables) qui peuvent être soit à liaisons directes, soit à découpage.

Les amplificateurs contiennent des tubes à vide ou transistors qui modulent en quelque sorte la tension continue d'alimentation pour produire le signal à la sortie. Tubes et transistors remplissent les mêmes fonctions, bien que n'étant pas directement interchangeables.

C. 2. — Amplificateurs à tubes à vide

La figure C-2 montre le schéma d'un étage amplificateur à triode. L'anode est rendue positive par rapport à la cathode par une source haute tension (H. T.) de 100 à 300 V, et la grille est polarisée négativement de quelques volts, soit E_g . Les électrons émis par la cathode sont attirés par l'anode (positive) et forment le courant plaque I_p qui traverse la résistance de charge R_L . Mais pour atteindre l'anode, les électrons doivent d'abord traverser la grille, et celle-ci les repousse d'autant plus qu'elle est plus négative, pouvant aller jusqu'à supprimer complètement le courant plaque (cut-off).

Cette action de commande de la grille est montrée par la caractéristique $I_p = f(V_g)$, représentée sur la figure C-3 pour une tension plaque donnée. La polarisation E_g fixe le point de fonctionnement M sur la caractéristique. Le signal sinusoïdal appliqué à la grille balaye la caractéristique entre les points N et P de part et d'autre de M, et le courant plaque varie de dI_p . Comme la portion NP de la caractéristique est approximativement linéaire, il n'y a pratiquement pas de distorsion ; c'est le fonctionnement en classe A. En choisissant Q comme point de fonctionnement, il y aurait distorsion par amplification dissymétrique de la sinusoïde. Ce point Q est cependant utilisable pour l'amplification d'impulsions positives pour lesquelles il n'y aurait pas de problème de distorsion.

Dans un amplificateur de puissance, la variation de courant plaque dI_p ainsi obtenue est directement utilisée dans la charge (moteur, électroaimant ou enroulement de transfor-

mateur). Dans un amplificateur de tension dI_p développe aux bornes de la résistance de charge R_L une chute de tension $dI_p R_L = V_s$ qui constitue le signal amplifié.

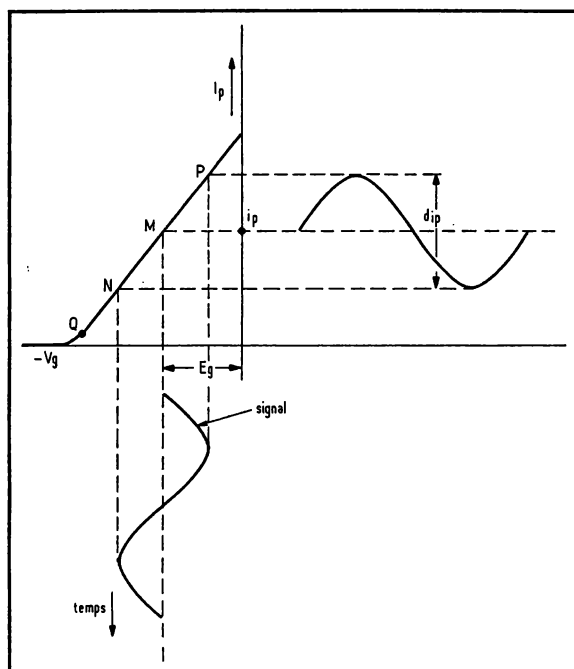


Fig. C-3. — Amplification d'un signal, caractéristique I_p/V_g .

L'inclinaison des caractéristiques I_p/V_g donne la *pente* S du tube au point considéré : c'est le nombre de milliampères de variation de I_p correspondant à une variation de 1 V du potentiel de la grille. Tandis que la pente aux points M, N et P est à peu près la même, elle est nettement plus faible en Q.

Sur la figure C-4, on voit les caractéristiques I_p/V_p (I_p en fonction de la tension plaque V_p) pour différentes valeurs de la polarisation. La droite de charge AB permet d'étudier les propriétés amplificatrices du tube. La droite tracée correspond à une tension plaque $V_p = 250$ V et une résistance de charge $R_L = 25\,000\ \Omega$. Son tracé est facile : en faisant $I_p = 0$, nous trouvons le point B sur l'axe des V_p , à l'endroit $V_p = 250$ V. D'autre part, en supposant nulle la résistance interne ρ du tube (cas purement théorique d'ailleurs), nous avons $I_p = V_p/R_L$, soit 10 mA (point A).

Cette droite de charge AB coupe les courbes correspondant à $V_g = 0, -2$ et -4 V aux points C, D et E respectivement. Si D est le point de fonctionnement au repos, avec une polarisation de 2 V, le potentiel de la plaque est de 150 V et $I_p = 4$ mA. Si nous appliquons maintenant à la grille un signal alternatif d'amplitudes positive et négative de 2 V, le point de fonctionnement balayera la droite AB entre les points C et E correspondant aux polarisations 0 et -4 V. Le potentiel de la plaque, lu sur l'axe V_p , varie alors entre 100 et 200 V, ce qui fait une excursion $dV_p = 100$ V. Comme l'amplitude du signal sur la grille est de 4 V, on a réalisé un gain en tension $G = 100/4 = 25$.

L'action de commande de la grille sur I_p est caractérisée par le *coefficient d'amplification* K du tube, lié aux autres paramètres par la relation $K = \rho S$. K est une constante déterminée par la géométrie du tube et ne dépend pas du choix du point de fonctionnement. Les triodes habituelles ont un K compris entre 10 et 100. K , S et ρ sont les paramètres essentiels du tube.

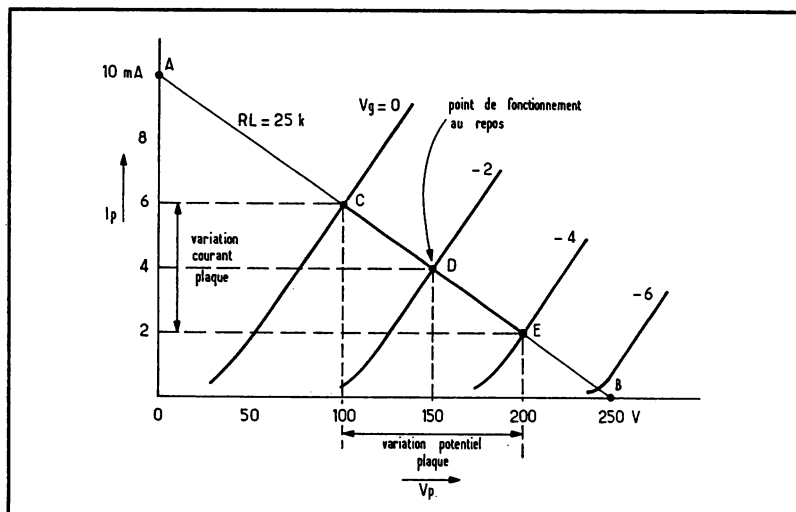


Fig. C-4. — La caractéristique I_p/V_p donne le gain de l'étage.

Le gain de l'étage amplificateur à triode est donné par $G = KR_L/(\rho + R_L)$. D'après cette équation, il semble qu'il suffit de choisir R_L beaucoup plus grand que ρ pour obtenir un gain élevé. Malheureusement, aux valeurs élevées de R_L , le potentiel de l'anode est faible, et ρ devient très grand, limitant ainsi le gain et provoquant de la distorsion.

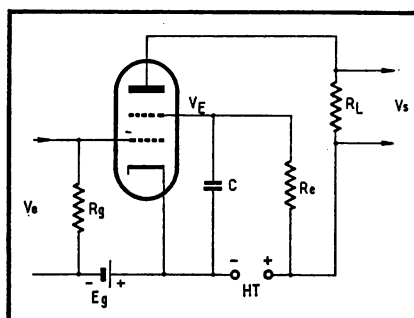


Fig. C-5. — Etage amplificateur à tétrode.

Pour obtenir un gain plus élevé, on a intercalé une grille-écran entre la grille de commande et l'anode du tube qui devient ainsi une *tétrode*. Cet écran reçoit un potentiel positif E_e par la résistance R_e reliée au + H. T. et est découplé par rapport à la cathode par un condensateur C de capacité suffisante (fig. C-5). C'est une grille qui accélère les électrons émis par la cathode dont la plupart traversent ses mailles pour se rendre sur l'anode. Son champ statique aide à vaincre l'effet de la charge d'espace entourant la cathode que les électrons extraits doivent traverser. Sa présence augmente considérablement la résistance interne du tube et, comme la pente reste la même, on obtient un coefficient d'amplification K élevé, 1000 ou davantage. De plus, l'écran joue le rôle de blindage réduisant le couplage capacitif entre grille et anode qui gêne l'amplification en H. F.

Lorsqu'une tétrode fonctionne avec un potentiel plaque voisin ou inférieur à la tension écran, les électrons frappant l'anode en arrachent des électrons secondaires qui sont attirés

par l'écran. Ce phénomène est responsable de la partie tombante MN de la caractéristique I_p/V_p de la tétrode (fig. C-6). Dans cette partie, une augmentation de V_p entraîne une diminution de I_p , la résistance interne du tube est négative et capable d'entretenir des oscillations

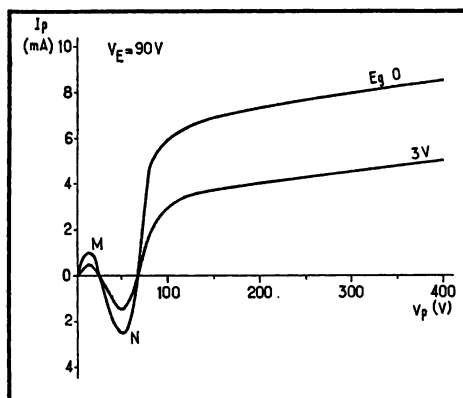
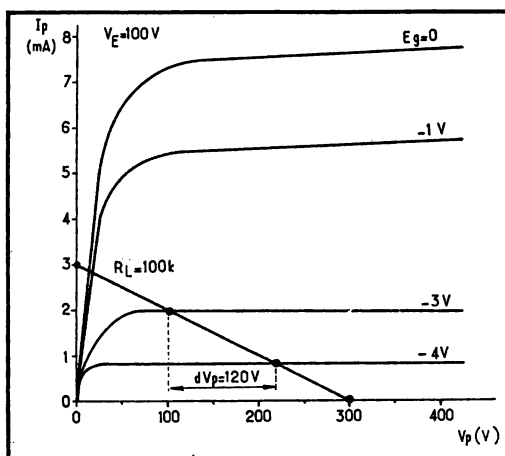


Fig. C-6. — Caractéristiques I_p/V_p d'une tétrode.

Fig. C-7. — Caractéristiques I_p/V_p d'une pentode.



C'est là un inconvénient pour un amplificateur. On a donc intercalé une troisième grille, le supprimeur, entre écran et plaque et réalisé ainsi la *pentode*. Le supprimeur est généralement connecté à la cathode. Ses mailles très lâches laissent passer les électrons provenant de la cathode, mais repoussent les électrons secondaires de la plaque qui n'atteignent plus l'écran. Ainsi disparaît la partie à résistance négative de la caractéristique I_p/V_p qui prend la forme indiquée sur la figure C-7.

Ces courbes, passé le coude initial, sont pratiquement linéaires. La résistance interne du tube est d'autant plus grande que ces caractéristiques sont plus horizontales. Avec la droite de charge de $0,1\text{ M}\Omega$ tracée, à une excursion de grille de 1 V correspond une variation dV_p de 120 V environ. Le gain de l'étage est donc de 120. La relation $G = KR_L/(\rho + R_L)$ est aussi valable pour les pentodes; mais comme I_p est pratiquement indépendant de V_p , on peut considérer la pentode comme un dispositif à courant constant et négliger R_L devant ρ dans le dénominateur. Comme $K/\rho = S$, on a donc $G = SR_L$.

La figure C-8 montre le schéma pratique d'un amplificateur de tension à deux étages

pentode V_1 et V_2 . (Avec des triodes, les résistances et condensateurs écran R_e et C_e disparaissent, le reste est inchangé.) On utilise ici la polarisation automatique : I_p créée aux bornes des résistances cathode R_c une chute de tension qui procure à la cathode une polarisation positive de la valeur voulue par rapport à la grille. Cette disposition stabilise le fonctionnement du tube et élimine le besoin d'une source supplémentaire. Pour ne pas affaiblir l'amplification en H. F., R_c est découplé par rapport à la masse par un condensateur C_c de capacité suffisante.

Fig. C-8. — Amplificateur de tension à deux étages pentode.

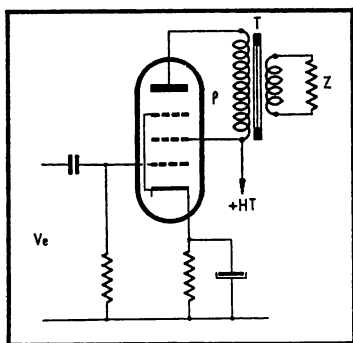
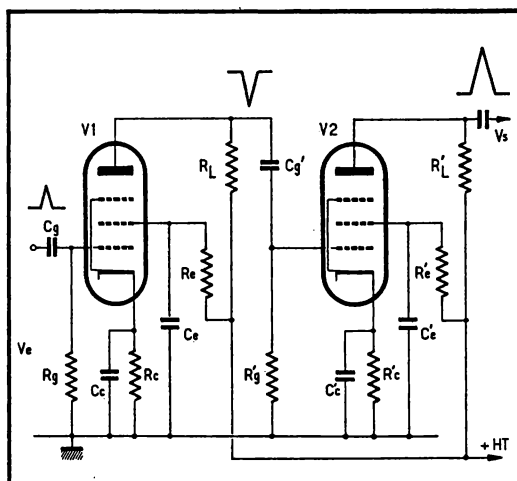


Fig. C-9. — Etage amplificateur de puissance à pentode.

Les grilles des tubes ont une résistance de fuite R_g de valeur élevée (0,5 à 2 M Ω) leur assurant un potentiel défini. Les condensateurs C_g assurent la liaison en empêchant le passage d'une composante continue ; ils n'existent pas dans un amplificateur à courant continu. La transmission sans distorsion des basses fréquences exige des constantes de temps $R_g C_g$ suffisamment élevées.

Une impulsion positive sur la grille produit une impulsion également positive de I_p , mais une impulsion négative de V_p . Le tube, triode ou pentode, inverse donc la polarité du signal, propriété importante à retenir. V_2 reçoit ainsi une impulsion négative et restitue une impulsion positive. Si G_1 est le gain de l'étage V_1 et G_2 celui de V_2 , le gain total sera $G = G_1 G_2$.

Dans un *amplificateur de puissance*, il s'agit de produire des watts dans une impédance de charge Z , et la puissance maximale est transmise si $\rho = Z$. En courant alternatif, on peut

intercaler entre le tube et la charge un transformateur T assurant l'adaptation correcte des impédances par un rapport judicieux des nombres de spires primaires et secondaires (fig. C-9). Cet optimum de puissance transmise ne correspond d'ailleurs pas à un minimum de distorsion, et l'on est obligé de désadapter délibérément la charge et de chercher le meilleur compromis entre la puissance la plus forte et la distorsion la plus faible.

Pour augmenter la puissance de sortie, on peut monter deux tubes de puissance en *push-pull* en attaquant leurs grilles en opposition de phase, par un transformateur à prise médiane T_1 ou par un étage déphaseur (fig. C-10). Le primaire du transformateur de sortie T_2 est également symétrique. Dans ce montage, les variations des courants plaque des deux tubes

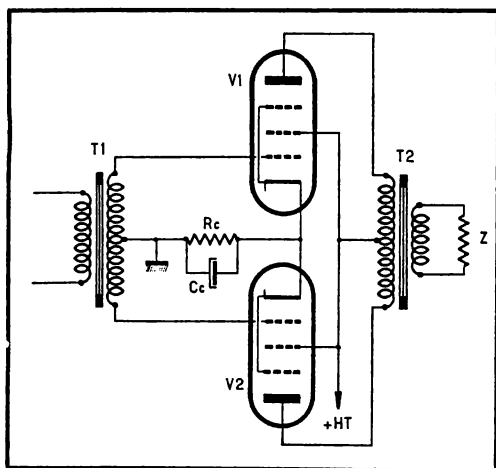


Fig. C-10. — Etage de puissance *push-pull* à pentodes.

sont constamment opposées, mais comme les demi-primaires sont également connectés en opposition, les effets des variations s'ajoutent. De plus, l'opposition des enroulements fait que les composantes continues de i_p s'annulent, et le fer du transformateur ne subit aucune aimantation continue réduisant son inductance.

C. 3. — Amplificateurs à tubes à liaisons directes

Du fait des condensateurs de liaison, les amplificateurs à courant alternatif que nous venons d'examiner transmettent mal les signaux à variation très lente, l'effet le plus gênant étant

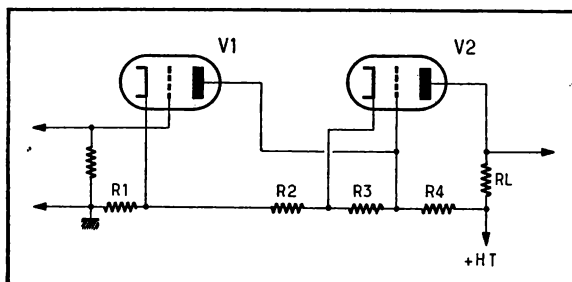


Fig. C-11. — Amplificateur à liaisons directes à deux étages.

souvent la distorsion de phase excessive plutôt que l'affaiblissement. Les condensateurs de découplage d'écran et de cathode doivent avoir une capacité exagérée pour jouer leur rôle

aux très basses fréquences, et leur action est nulle en courant continu. Un amplificateur destiné aux signaux lentement variables doit donc être à liaisons directes, sans aucun condensateur. (L'autre solution, le découpage du signal suivi d'une amplification en courant alternatif, sera examinée au chapitre C. 6.)

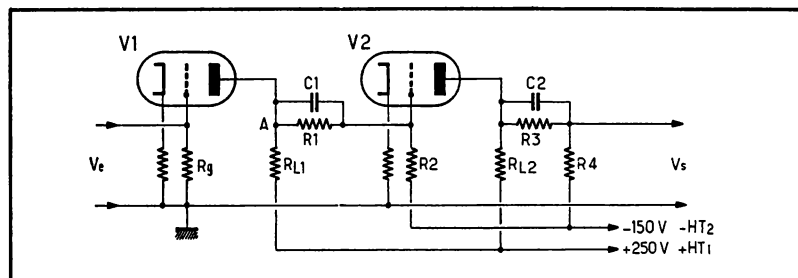


Fig. C-12. — Amplificateur à liaisons directes à contre-tension négative.

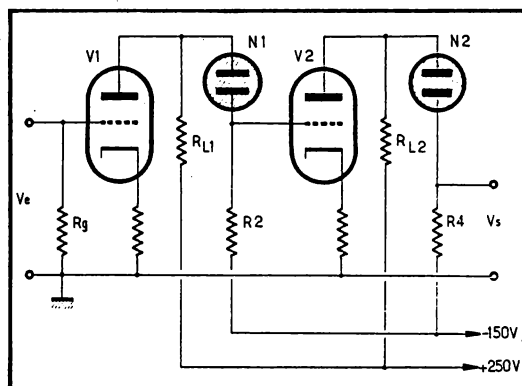


Fig. C-13. — Liaisons directes par tubes au néon.

La figure C-11 montre un amplificateur à deux étages à liaison directe. Pour n'utiliser qu'une seule source d'alimentation, les potentiels des électrodes sont définis par un diviseur de tension $R_1 \dots R_4$. Comme la grille de V_2 est au potentiel de l'anode de V_1 , sa cathode doit être rendue légèrement positive par rapport à elle, ce qui est réalisé par une prise sur le diviseur. Le potentiel élevé de la borne de sortie de cet amplificateur est un inconvénient grave dans la plupart des applications, et pour un amplificateur à plus de deux étages, la tension d'alimentation du diviseur devient inhabituellement élevée.

Le montage de la figure C-12 est plus commode à utiliser, avec le nombre d'étages voulu. Le potentiel de la grille de V_2 est ramené au voisinage de la masse par le diviseur $R_1 R_2$ branché entre l'anode de V_1 et un point très négatif par rapport à la masse, — 150 V par exemple. (En plus de l'alimentation + H. T.₁ habituelle, ce montage exige une deuxième alimentation — H. T.₂ à faible débit, dont le pôle + est relié à la masse.) Le tube V_2 fonctionne donc dans les conditions habituelles, avec les potentiels grille et cathode voisins de la masse. Un autre diviseur $R_3 R_4$ ramène le potentiel de repos de la borne de sortie B au voisinage de la masse. Dans ces conditions, l'addition d'étages supplémentaires ne présente pas de problèmes. Les condensateurs de faible capacité C_1 et C_2 améliorent la transmission des composantes haute fréquence, mais ne sont pas toujours nécessaires.

Le diviseur réduit le signal appliqué à la grille dans le rapport $(R_1 + R_2)/R_2$, et le gain de l'étage est réduit d'autant. Pour que cet affaiblissement soit faible, il faut que R_2 soit aussi grand que possible par rapport à R_1 , ce qui conduit à choisir une valeur élevée (150 à 300 V) pour H. T.₂. Une autre solution consiste à remplacer R_1 et R_3 par de petits tubes au néon

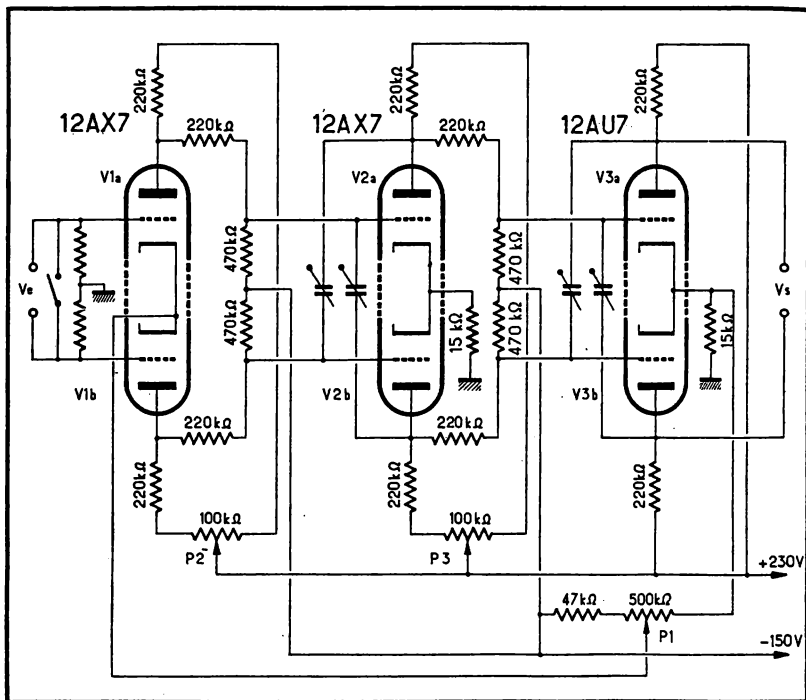


Fig. C-14. — Amplificateur symétrique à liaisons directes, 3 étages.

N_1 et N_2 (fig. C-13). Correctement utilisés, ces tubes maintiennent une tension constante entre leurs électrodes, et le signal est ainsi transmis sans affaiblissement à l'étage suivant.

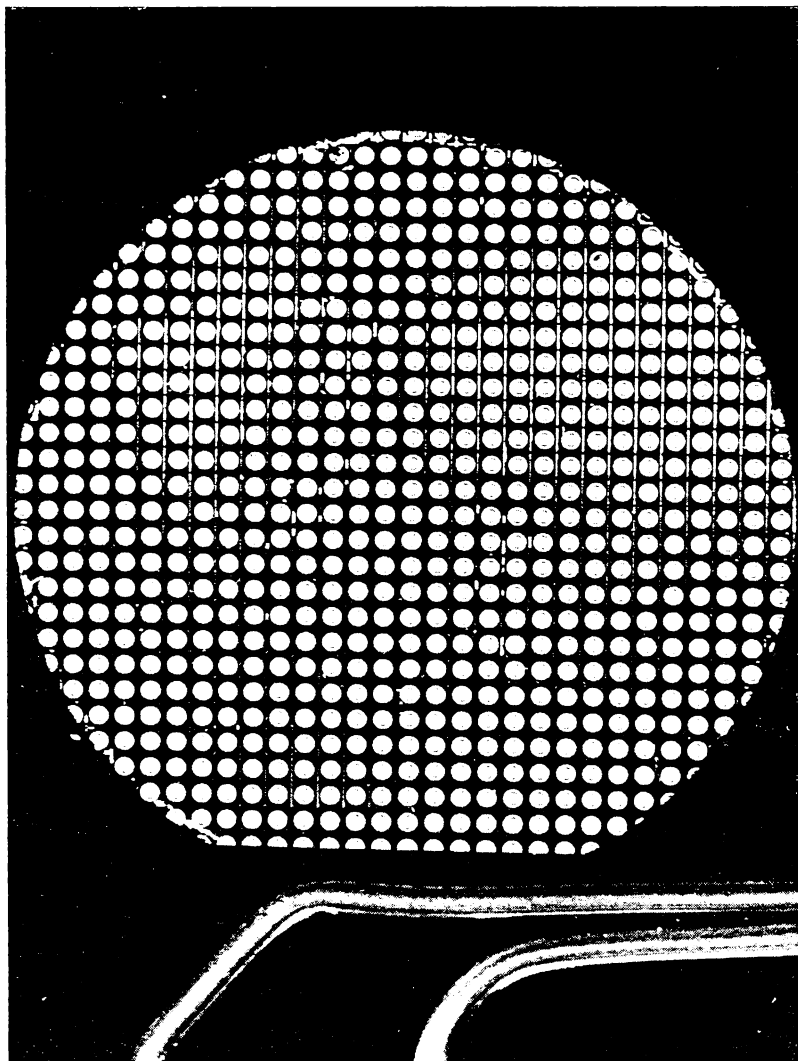
Ces amplificateurs ont un défaut commun, la sensibilité à la dérive. Une faible variation du potentiel des électrodes de l'étage d'entrée, due par exemple à une fluctuation minime de l'émission de la cathode, apparaît, amplifiée, à la sortie. Il est alors impossible de distinguer ce phénomène dit *dérive* du signal proprement dit. Dans le cas d'un thermocouple précédant un tel amplificateur, la mesure de la température serait faussée.

On peut réduire cette dérive par une stabilisation soignée des sources $H. T._1$ et $H. T._2$, et souvent aussi de la tension de chauffage, du moins du premier tube. L'emploi de composants (et notamment de résistances) à haute stabilité est obligatoire. Mais la solution la plus sûre est le montage symétrique utilisant des tubes appariés. Dans ces conditions, les variations possibles affecteront les deux moitiés du montage d'une manière semblable, et leurs effets s'annuleront dans une large mesure.

La figure C-14 montre le schéma d'un tel amplificateur symétrique à trois étages à doubles triodes d'un gain de 10 000 environ, utilisable pour afficher les variations dynamiques d'un pont à jauges sur un tube cathodique attaqué symétriquement. On y retrouve la liaison directe par diviseur de tension de la figure C-12. Les condensateurs ajustables allant de l'anode d'un étage à la grille opposée du même étage assurent une compensation des capacités parasites (neutrodynage) et étendent la courbe de réponse à 50 kHz. Par le potentiomètre P_1 , les cathodes de V_{1a} , V_{1b} reçoivent à la fois une contre-réaction depuis les cathodes de V_{3a} , V_{3b} et une polarisation négative. P_2 et P_3 servent à symétriser séparément le premier et le deuxième étage. L'interrupteur à poussoir K sert à court-circuiter l'entrée pour la mise à zéro. (Un amplificateur opérationnel à compensation de dérive est décrit au chapitre E.10.)

C. 4. — Amplificateurs à transistors

Le transistor est capable d'amplifier, tout comme le tube ; mais les deux ne sont pas interchangeables, leur fonctionnement est différent. Dans un tube, le courant plaque est commandé par la variation du potentiel de la grille qui, normalement, ne consomme aucun courant. Dans le transistor, le courant collecteur est commandé par le courant émetteur-base. De ce fait, la résistance d'entrée du transistor n'est pas si élevée que pour les tubes, et elle est même



Rondelle planar comportant quelque 600 pastilles. ≈ 2 cm (S.E.S.C.O.).

faible : quelques centaines à quelques milliers d'ohms. L'étage précédent doit donc pouvoir supporter cette charge. La résistance de sortie est relativement élevée, 50 000 Ω par exemple.

D'autre part, le trajet émetteur-base dans le transistor qui possède une résistance r_e est parcouru par le courant de commande aussi bien que par le courant collecteur. Il s'ensuit une *réaction interne* entre l'entrée et la sortie qui n'a pas son équivalent dans le tube à vide et complique le calcul des montages à transistors. Des quadripôles équivalents nombreux décrivent le fonctionnement électrique du transistor dans des conditions bien déterminées.

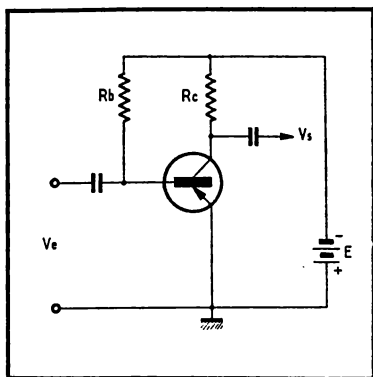
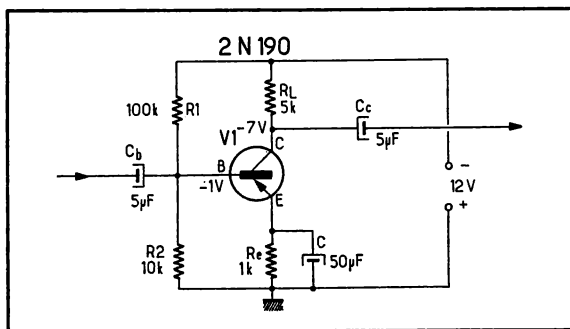


Fig. C-15. — Etage amplificateur E.C. à transistor.

Fig. C-16. — Etage amplificateur à transistor à stabilisation thermique.



L'amplificateur à transistor le plus simple est représenté sur la figure C-15. On utilise la configuration à émetteur commun (E. C.) qui correspond au montage habituel d'un tube avec cathode à la masse. Le transistor est du type $p - n - p$ (flèche de l'émetteur dirigée vers la base); le type complémentaire $n - p - n$ (flèche s'éloignant de la base) a les mêmes caractéristiques, mais fonctionne avec des polarités inversées des sources et condensateurs chimiques.

La base est polarisée dans le même sens que le collecteur par une résistance série R_b reliée au pôle + de la pile. Pour polariser la base à 0,1 mA avec une batterie de 6 V, on choisit $R_b = 6/0,0001 = 60 \text{ k}\Omega$. (Devant cette résistance, r_e est négligeable.) Le courant collecteur produit aux bornes de la résistance de charge R_c la tension de sortie.

Cette méthode simple de polarisation est peu utilisée dans la pratique. Les fabricants fournissent les transistors avec une tolérance plutôt large pour le gain en courant β . De ce fait, il faudrait ajuster R_b selon le transistor utilisé. De plus, les résistances internes du transistor varient fortement avec la température et peuvent conduire à l'« emballement » et à la destruction du dispositif. Il faut donc adopter un mode de polarisation compensant l'effet thermique. Par le diviseur $R_1 R_2$, on produit un courant de base trop fort, et on crée une polarisation

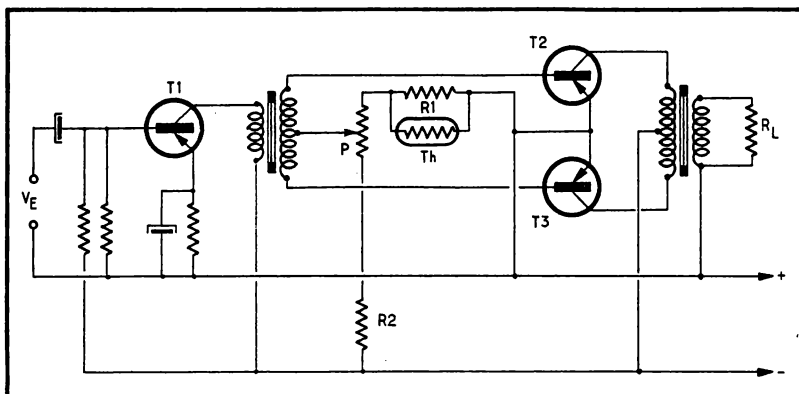


Fig. C-17. — Amplificateur de puissance avec push-pull à transistors.

de sens opposé par la résistance R_e en série dans l'émetteur et convenablement découplée pour ne pas affaiblir la composante alternative du signal (fig. C-16). Ce montage a un gain en tension de 172 environ ; mais avant de se réjouir de cette valeur relativement élevée, il faut se souvenir qu'elle exige une impédance de charge élevée.

La figure C-17 montre un amplificateur de puissance en push-pull classe B attaqué par transformateur déphaseur par un étage préamplificateur à transistor. En classe B, le courant collecteur ou plaque au repos est nul, et les deux moitiés du push-pull débitent alternativement. La consommation en l'absence de signal est ainsi très faible, argument important lors de l'alimentation par piles. Les collecteurs de l'étage de sortie sont à la masse, et les bases sont polarisées par un diviseur R_1 , P, R_2 , le point de fonctionnement étant ajusté par le potentiomètre P. Une thermistance Th montée en parallèle sur R_1 assure la compensation thermique.

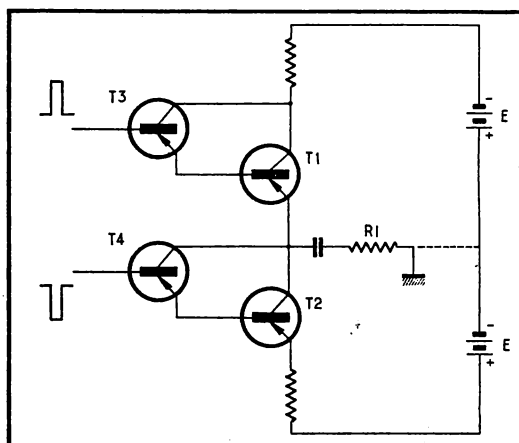


Fig. C-18. — Push-pull série à transistors sans transformateur.

Contrairement au tube, le transistor permet l'attaque directe, sans transformateur, d'une charge à basse impédance (quelques ohms). La figure C-18 montre le schéma de principe d'un push-pull série. Le courant qui traverse la charge R_L est la différence entre les courants émetteur de T_1 et collecteur de T_2 , ces transistors étant commandés par des tensions égales

et opposées. Si le courant de repos moyen des deux transistors est i_0 , on peut faire passer le courant de l'un d'eux à $2i_0$, l'autre étant nul, et R_L est alors parcouru par $2i_0$. Dans ces conditions, la tension aux bornes de R_L est pratiquement égale à la tension d'alimentation E , et la résistance optimale de la charge est $R_L = E/2i_0$.

Comme le courant base des transistors de puissance T_1 et T_2 est relativement important, on utilise les transistors T_3 et T_4 montés en collecteur commun (C. C.) pour commander les bases par leur courant émetteur (montage *Darlington*). Ces deux transistors constituent donc un *préamplificateur de courant* pouvant être commandé par un préamplificateur de tension.

C. 5. — Amplificateurs à transistors à liaisons directes

En raison des faibles tensions d'alimentation des transistors (généralement comprises entre 1,5 et 24 V), la liaison directe entre étages est plus facile à réaliser avec des transistors qu'avec les tubes. En revanche, les effets des variations thermiques peuvent très bien s'ajouter dans ces conditions et conduire à un emballement qui n'existe pas avec les tubes à vide. Il faut donc voir d'abord si les variations thermiques tendent à être cumulatives, ou au contraire à se compenser. Comme éléments compensateurs des effets thermiques, on utilise souvent des thermistances ou des diodes polarisées en sens inverse.

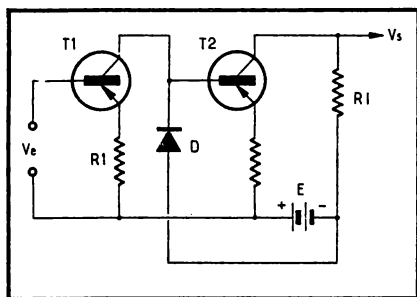
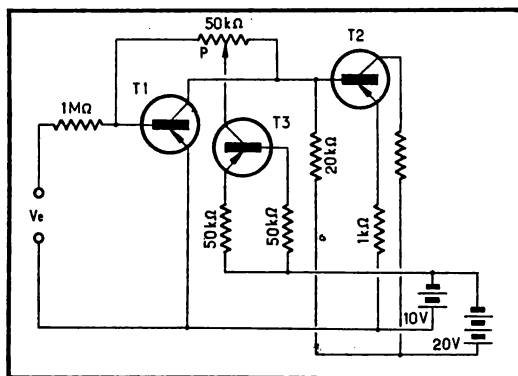


Fig. C-19. — Amplificateur à transistors à liaisons directes.

Fig. C-20. — Compensation thermique d'un amplificateur à liaisons directes par un transistor compensateur.



Les deux étages E. C. montés en cascade de la figure C-19 ont déjà une tendance inhérente à la compensation thermique. L'augmentation du courant collecteur de T_1 entraîne une baisse de la tension collecteur-émetteur du même transistor, abaissant de ce fait la tension base-

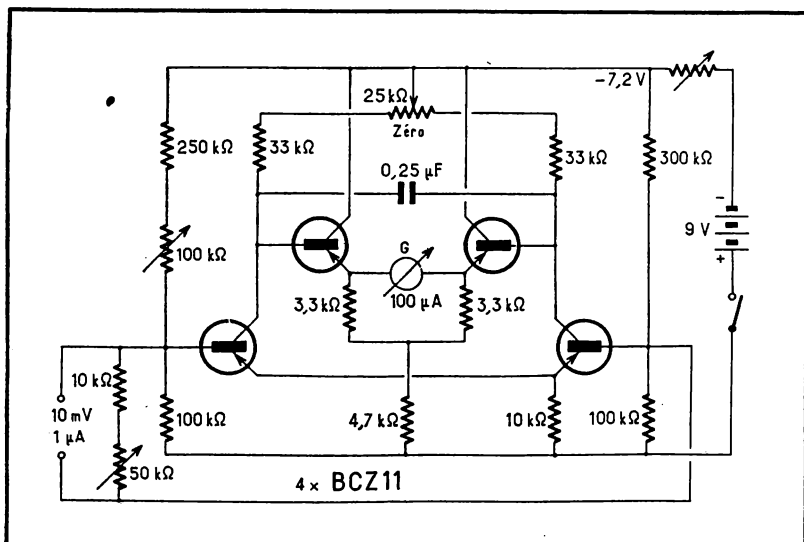


Fig. C-21. — Millivolt-microampèremètre à deux étages symétriques à transistors.

émetteur de T_2 , ce qui contrarie l'augmentation du courant collecteur de ce transistor. La diode D utilisée comme résistance de charge de T_1 a un coefficient de température négatif et améliore encore cette compensation.

La figure C-20 montre l'emploi d'un transistor de compensation thermique T_3 pour stabiliser le fonctionnement des deux étages T_1 et T_2 à liaison directe. Par le potentiomètre P, on répartit le courant collecteur de T_3 entre les bases de T_1 et T_2 de manière à obtenir la meilleure compensation possible. T_3 exige toutefois une source d'alimentation supplémentaire.

Mais la meilleure solution pour compenser les variations thermiques réside sans doute dans la symétrisation complète du montage, poussée jusqu'à l'appariage des transistors en gain de courant et comportement thermique. A titre d'exemple, la figure C-21 montre le schéma d'un millivolt-microampèremètre à deux étages symétriques à transistors. A cause de l'équilibrage nécessaire des courants base des transistors à l'entrée, de tels montages exigent généralement l'ajustage du zéro à entrée ouverte et court-circuitée. Pour soumettre les transistors à la même température, on les loge dans un bloc de cuivre ou d'aluminium, en bon contact thermique avec leur boîtier (qui peut par ailleurs être électriquement isolé du bloc).

C. 6. — Amplificateurs à courant porteur

Les amplificateurs à liaisons directes, à tubes comme à transistors, sont affectés d'une dérive d'autant plus gênante que le gain est plus élevé. En raison des mesures de stabilisation que nous avons indiquées, ils peuvent être plus coûteux à réaliser que des amplificateurs à courant porteur, pourtant apparemment plus compliqués.

Dans un amplificateur à courant porteur, la tension continue ou lentement variable qui constitue le signal est hachée par un modulateur à découpage, un vibreur (chopper) par exemple. A la sortie du modulateur, on recueille donc une onde en crénaux positifs ou négatifs,

d'amplitude égale à celle du signal (fig. C-22). Cette tension est facile à amplifier par un amplificateur classique à courant alternatif, au besoin accordé sélectivement sur la fréquence de découpage f pour réduire le bruit. Grâce à une contre-réaction, le gain de cet amplificateur peut être maintenu remarquablement constant, sans aucune stabilisation des sources.

La tension crénaux amplifiée peut être directement redressée; mais on perd ainsi la polarité du signal. Cette polarité est restituée par un détecteur de phase recevant la phase de référence de l'oscillateur de découpage. Il peut y avoir encore un dernier étage à courant continu pour attaquer la charge. Comme son gain est faible, sa dérive est négligeable. En somme, le signal module la fréquence porteuse f qui est éliminée à la fin, après amplification

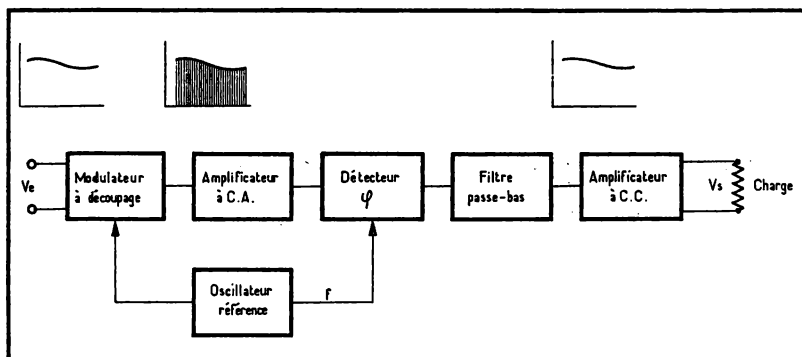


Fig. C-22. — Schéma de principe d'un amplificateur à courant porteur.

et de détection, et le schéma est semblable au système modulation-détection d'une liaison radio-phonique. Un filtre passe-bas peut être monté à la sortie du détecteur de phase pour éliminer les composantes résiduelles de f .

Prenons le cas concret de capteurs résistifs (jauges de contrainte, thermomètres à résistance, thermistances) montés en pont dont un enregistreur à plume doit enregistrer les variations. Comme la tension d'erreur du pont est bien trop faible pour actionner directement l'enregistreur, une amplification s'impose. Comme le montre la figure C-23, nous avons le choix entre trois solutions :

En a , le pont, alimenté en courant continu, attaque un amplificateur à courant continu, à la sortie duquel est monté l'enregistreur. Le schéma est très simple, mais la dérive est difficile à éliminer.

En b , le pont est toujours alimenté en courant continu, mais le signal d'erreur est haché, amplifié par un amplificateur à courant porteur et détecté avec référence de phase. Un étage amplificateur à courant continu peut être nécessaire pour actionner l'enregistreur. Ce montage n'a pas de dérive appréciable.

Enfin, dans le montage c , le pont est alimenté en courant alternatif à la fréquence f (50 à 10 000 Hz), ce qui est très souvent possible, en prévoyant au besoin des condensateurs C' et C'' dans le pont pour la compensation capacitive. La tension d'erreur alternative est appliquée directement à un amplificateur à courant alternatif. On est donc ramené au montage b , dont le modulateur à découpage et la source continue du pont deviennent inutiles. Ce montage n'a pas non plus de dérive appréciable.

Le montage b peut en fait être très simple, comme le montre la figure C-24 qui utilise comme modulateur et démodulateur un vibreur électromécanique (chopper) qui est, en somme, un relais rapide, excité par exemple par un courant 50 Hz. Le signal est appliqué à travers une résistance série R_s de 0,1 à 1 M Ω à l'entrée d'un amplificateur à courant alter-

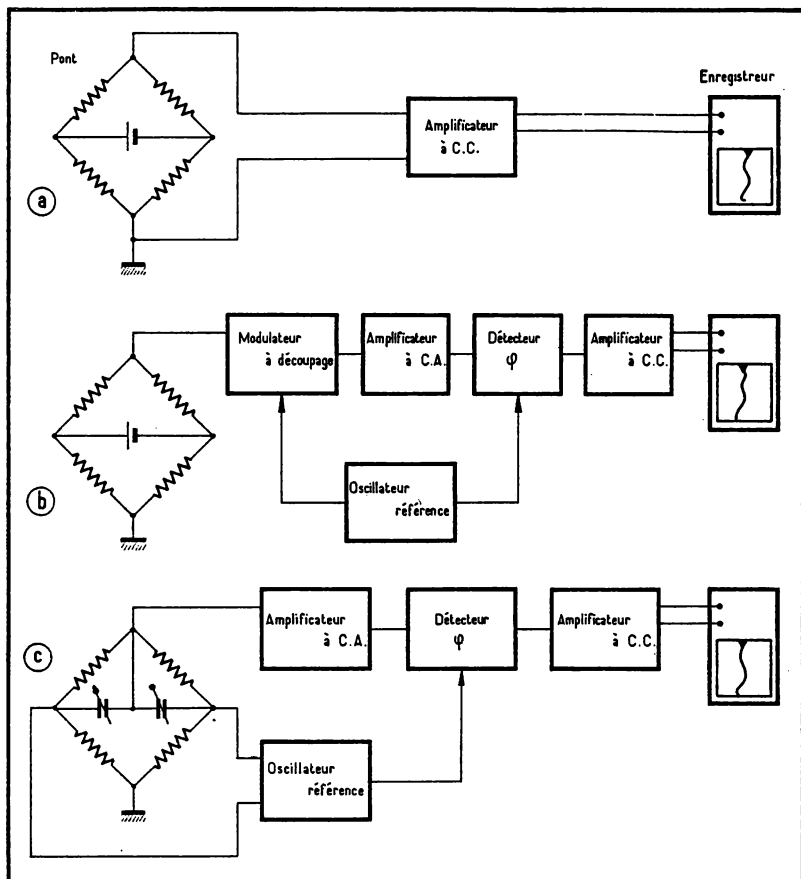
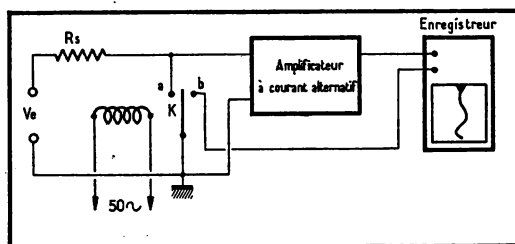


Fig. C-23. — Ces trois types d'amplificateurs restituent le signe de la variation d'un capteur passif.

Fig. C-24. — Emploi d'un vibreur comme modulateur-démodulateur.



natif que le contact K du vibreur court-circuite en position *a*, ramenant la tension à l'entrée à zéro. En *b*, le signal passe et est amplifié, et le circuit de l'enregistreur à la sortie se ferme par la masse.

La figure C-25 montre le schéma de principe d'un détecteur de phase, déjà utilisé dans l'amplificateur d'extensométrie de la figure B-11. La porteuse modulée est appliquée par le

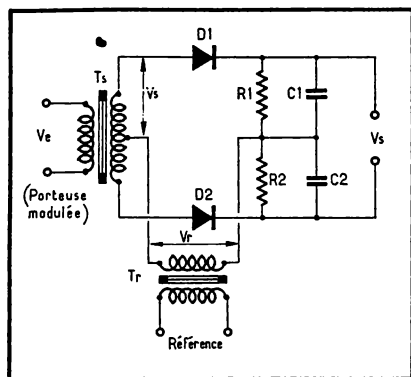


Fig. C-25. — Détecteur de phase ou discriminateur.

transformateur T_s en push-pull aux diodes D_1 et D_2 dont le circuit se ferme par les résistances R_1 et R_2 découplées par les condensateurs C_1 et C_2 . D'autre part, la tension de référence d'amplitude V_r est appliquée entre les points milieux du secondaire de T_s et en supposant les deux tensions en phase, les diodes sont attaquées l'une par $V_r + V_s$ et l'autre par $V_r - V_s$. Les tensions redressées qui apparaissent aux bornes de R_1 et R_2 sont branchées en opposition vues des bornes de sortie, et à condition d'une constante de temps suffisante des cellules R_1C_1 et R_2C_2 , une tension continue apparaît à la sortie. Elle est proportionnelle à V_s , et sa polarité est fonction de la relation de phase entre le signal et la référence.

C. 7. — Modulateurs à découpage

Il existe de nombreux types de modulateurs de mesure à découpage. Le plus ancien et le plus répandu est probablement le *vibreur électromagnétique* (chopper) qui n'est rien d'autre qu'un relais polarisé rapide, alimenté en courant alternatif de fréquence généralement comprise entre 50 et 400 Hz (fig. C-26). L'armature vibrante porte un ou plusieurs jeux de

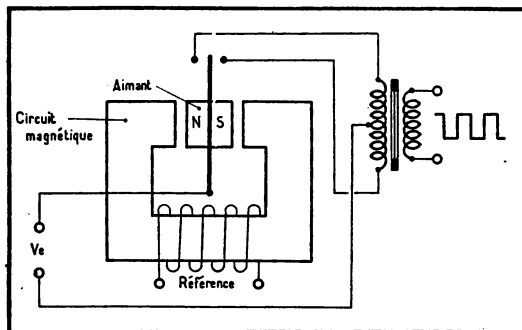
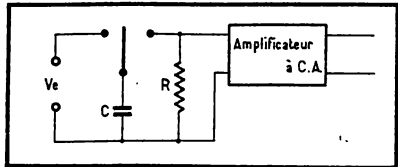


Fig. C-26. — Fonctionnement d'un vibreur de découpage.

contacts inverseurs, et comme elle est magnétiquement polarisée par un petit aimant, le contact s'établit toujours d'un côté pour les alternances positives, et de l'autre pour les alternances négatives. Ainsi est donné la référence de phase.

La figure montre un mode d'utilisation du vibreur avec un transformateur à prise médiane. La tension à mesurer est appliquée successivement aux deux moitiés de l'enroulement en sens inverse, et on trouve à la sortie une tension approximativement rectangulaire dont l'amplitude est proportionnelle à celle du signal. Le vibreur de la figure C-24 fonctionne en court-circuitant périodiquement l'entrée au bout d'une résistance de protection R_S . Enfin, on peut encore se servir du vibreur pour charger un condensateur C par la tension à l'entrée

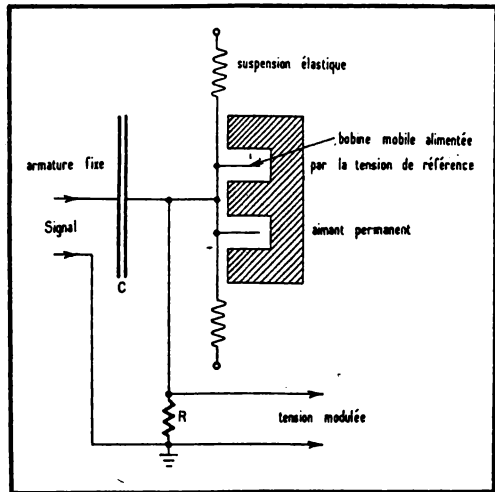
Fig. C-27. — Le vibreur charge et décharge le condensateur C .



et le décharger ensuite dans la résistance R d'entrée d'un amplificateur (fig. C-27) ; ce dispositif peut avoir une impédance d'entrée très élevée.

Les contacts métalliques ont l'avantage d'une résistance très faible et à peu près constante ; mais ils s'usent et engendrent un bruit (cependant très faible, de l'ordre de $1 \mu V$ dans les modèles modernes). On préfère donc les vibreurs sans contacts. Le *modulateur capacitif*

Fig. C-28. — Modulateur capacitif.



de la figure C-28 est également électromagnétique, c'est un mécanisme analogue au « moteur » d'un haut-parleur dynamique qui fait vibrer l'une des plaques d'un condensateur C par rapport à l'autre. Comme la charge Q d'un condensateur est égale au produit de sa capacité C et de la tension appliquée V , la variation de C (la charge restant constante) entraîne une variation de V , et aux bornes de la résistance série R , on recueille une onde plus ou moins sinusoïdale dont l'amplitude est proportionnelle à celle du signal. Le modulateur capacitif a une impédance extrêmement élevée et convient de ce fait aux manipulations comme la mesure du pH.

Les modulateurs à dispositifs semiconducteurs sont entièrement statiques (sans pièces mobiles) et ne s'usent donc pas. De plus, ils sont extrêmement compacts. Le *modulateur en pont* comprend quatre diodes montées comme celles d'un redresseur d'instrument de

mesure (fig. C-29). Les bornes normalement reliées à l'instrument sont branchées sur la tension de référence, la diagonale « alternatif » sert d'interrupteur court-circuitant les points A et B, derrière la résistance série R_s . Aux alternances rendant M positif par rapport à N, les quatre diodes sont conductrices, et la résistance entre A et B devient très faible devant R_s ; l'interrupteur est fermé. Pendant les autres alternances, la résistance des diodes (non conductrices) est très élevée (avec des diodes au silicium, on dépasse $10\text{ M}\Omega$), et le signal est transmis pratiquement sans affaiblissement.

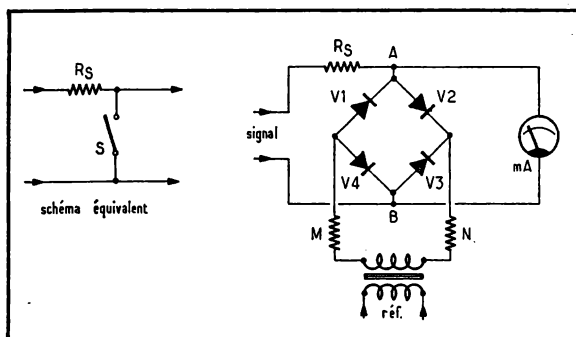
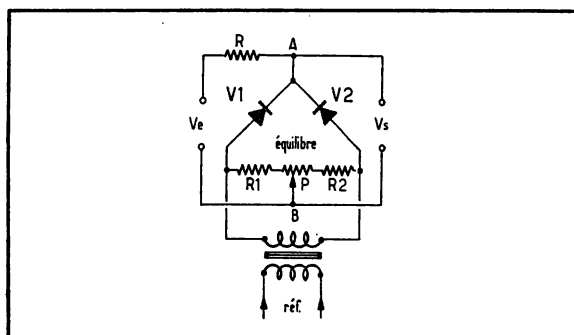


Fig. C-29. — Modulateur en pont et son schéma équivalent.

Fig. C-30. — Modulateur ou détecteur de phase en demi-pont.



En remplaçant les diodes V_3 et V_4 par des résistances, le fonctionnement reste le même, et on obtient le demi-pont modulateur de la figure C-30. Le potentiomètre P sert à équilibrer les résistances directes des diodes et empêche ainsi le passage de la tension de référence dans la sortie pendant les alternances de conduction.

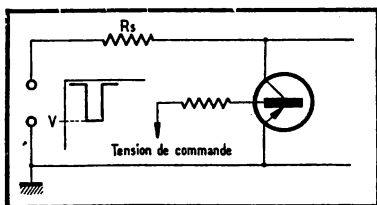
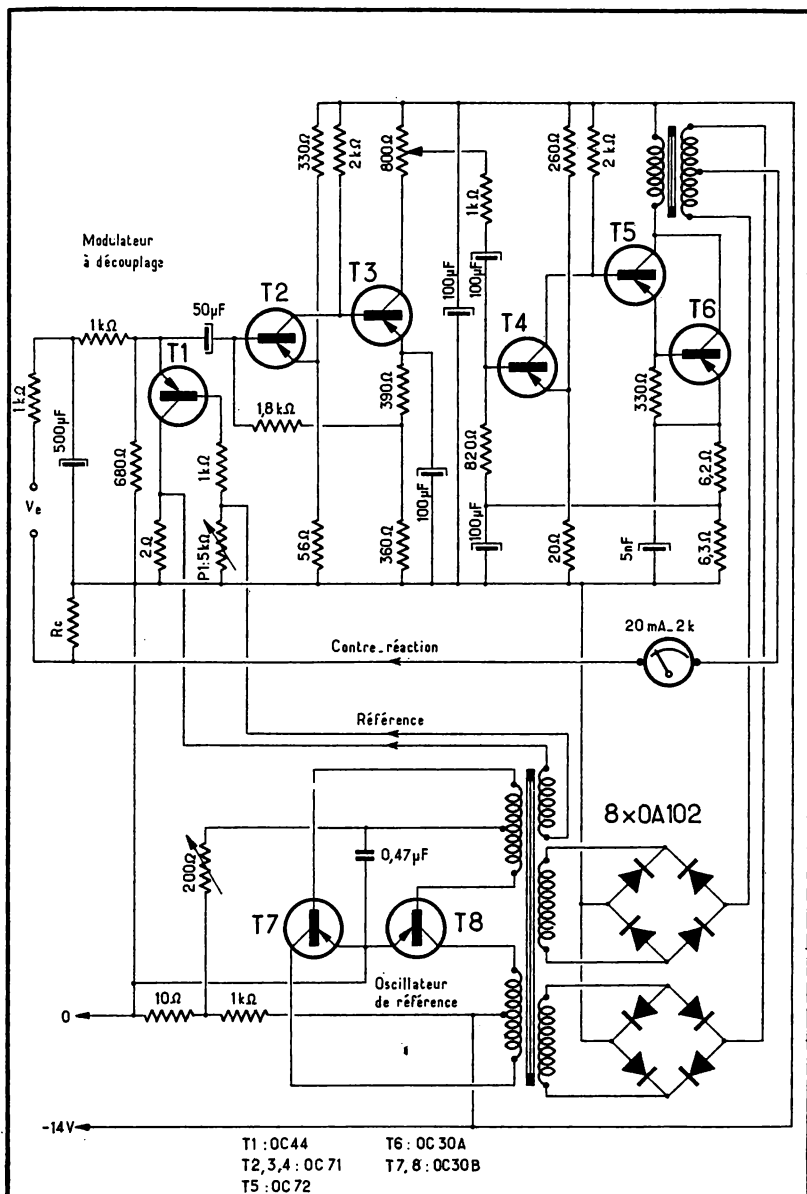


Fig. C-31. — Modulateur à découpage par transistor.

Le transistor constitue un excellent modulateur à découpage commandé par le courant base (fig. C-31). Avec un courant base nul, le courant collecteur est nul, et l'interrupteur est ouvert. En appliquant à la base une tension négative V , le transistor est saturé et se comporte comme une résistance faible court-circuitant le signal.



La figure C-32 montre le schéma d'un amplificateur à courant porteur utilisant un transistor de découpage et un détecteur de phase à deux alternances (1). Avec un courant d'entrée de

(1) *Elektronik*, octobre 1964, p. 303 (document *Valvo*).

3 μA , cet appareil produit une variation de 20 mA, ce qui suffit pour la commande d'un enregistreur à plume. Le gain en courant est donc de 6700, et il est très stable grâce à des contre-réactions multiples.

La tension de mesure est hachée à la fréquence 500 Hz par le transistor T_1 qui reçoit la tension de commande entre collecteur et base. On obtient ainsi des tensions et courants résiduels, et de ce fait une erreur de zéro beaucoup plus faibles qu'avec la commande émetteur-base de la figure C-31. Par le potentiomètre P_1 , on compense l'erreur résiduelle à circuit ouvert.

Le signal approximativement rectangulaire attaque un préamplificateur T_2 , T_3 à liaison directe, stabilisé par une contre-réaction de l'émetteur de T_3 à la base de T_2 . L'amplificateur final comprend les transistors T_4 , T_5 et T_6 . Le transistor de puissance T_6 qui commande le transformateur de sortie Tr_1 est monté en montage Darlington avec T_5 qui amplifie le courant de commande. Ces trois transistors sont à liaisons directes, avec la même contre-réaction que le préamplificateur.

Le détecteur de phase qu'alimente le transformateur Tr_1 est un modulateur en pont comme celui de la figure C-29, mais à deux alternances. Le courant redressé traverse la charge et retourne à la masse après avoir traversé une résistance R_C de 600 Ω placée en série dans l'entrée. Il s'y développe une tension de contre-réaction qui n'est que de 0,1% inférieure à la tension de mesure appliquée. De ce fait, la consommation propre de l'appareil est extrêmement faible : seulement 3 μA pour $V_e = 12\text{ V}$, ce qui signifie une résistance d'entrée de 4 M Ω , bon exemple d'une application judicieuse d'une contre-réaction pour augmenter fortement la résistance d'entrée. La valeur de R_C est très critique, on utilise une résistance bobinée de précision.

L'oscillateur de référence 500 Hz comprend deux transistors T_7 et T_8 en montage symétrique. Le tout est alimenté sous 14 V.

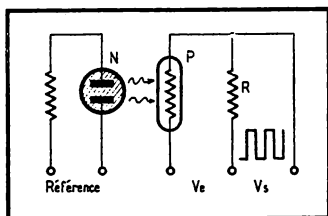


Fig. C-33. — Modulateur photoélectrique à tube au néon et photorésistance.

On utilise aussi des *modulateurs photoélectriques* constitués par un tube au néon éclairant de près une photorésistance P (fig. C-33). La résistance de P varie de 10 k Ω lorsqu'elle est éclairée à 100 M L à l'obscurité. Avec $R = 0,5\text{ M}\Omega$, on obtient donc un bon découpage ; mais le rendement est faible. On a proposé un montage plus efficace utilisant deux tubes au

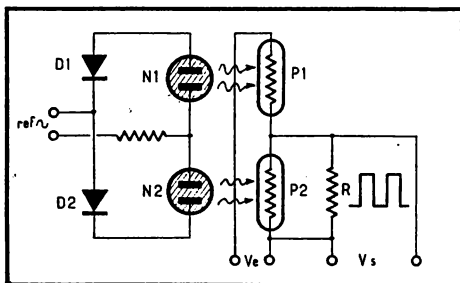


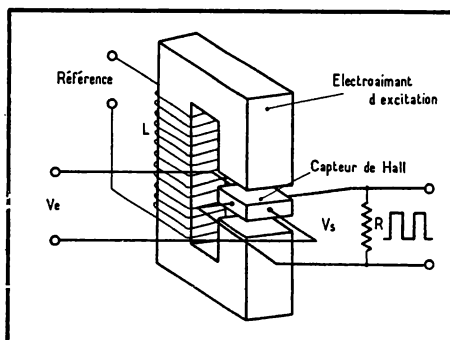
Fig. C-34. — Modulateur photoélectrique en tandem à rendement élevé.

néon éclairant chacun une photorésistance (fig. C-34). Les diodes D_1 et D_2 ne laissent passer qu'une alternance, ce qui fait que N_1P_1 et N_2P_2 fonctionnent à tour de rôle. P_2 , en parallèle

sur la résistance de sortie R , complète l'action de P_1 , et le constructeur indique pour l'ensemble un rendement voisin de 100% entre 10 et 100 Hz. Ces modulateurs ont l'avantage d'une séparation électrique parfaite entre le signal et la tension de référence. Les constructeurs les livrent sous forme de petits boîtiers fermés d'où sortent les fils de connexion.

Mentionnons enfin le *modulateur à effet Hall* qui assure également une séparation électrique parfaite entre le signal et la tension de référence (fig. C-35). La tension continue de

Fig. C-35. — *Modulateur à effet Hall.*

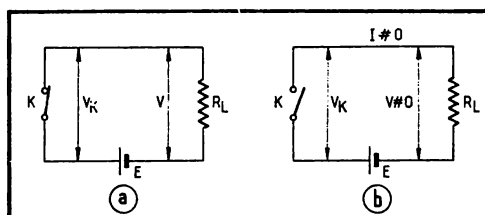


mesure appliquée à une paire d'électrodes est modulée à la fréquence de référence par le champ magnétique de la bobine L , et la tension modulée apparaît sur l'autre paire d'électrodes. Ce modulateur est caractérisé par des impédances d'entrée et de sortie faibles (1 à 10 Ω) et un bruit de fond inférieur à 0,1 μV . Il est utilisable à des températures allant de -269 à $+100$ $^{\circ}C$.

C. 8. — Le transistor en régime de commutation

Un bon commutateur est caractérisé, à l'état fermé, par une faible chute de tension V_K , afin que la tension V appliquée à la charge R_L soit aussi voisine que possible de la tension d'alimentation E (a, fig. C-36). A l'état ouvert (b), le courant I doit être nul, afin que V soit

Fig. C-36. — *Les deux états de fonctionnement d'un dispositif de commutation.*



nul aussi. En électronique industrielle, on utilise volontiers des tubes et transistors pour des fonctions de commutation à la place de relais, car ils permettent d'atteindre des vitesses de commutation beaucoup plus élevées. De plus, les relais s'usent à certains régimes de travail, et les contacts peuvent donner des ennuis. Si la durée de vie des tubes peut être grande, celle des transistors est pratiquement illimitée.

Mais si le contact mécanique a des caractéristiques électriques excellentes, les tubes et transistors sont loin de réaliser le tout-ou-rien parfait. En régime conducteur saturé qui correspond à la fermeture de l'interrupteur, la tension résiduelle V_K est de quelques dizaines de volts au moins pour un tube, et de quelques dixièmes de volt pour un transistor. A cause de la charge d'espace, les tubes à vide ont besoin d'une tension anodique élevée pour débiter 5 à 10 mA, ce qu'un transistor est capable de faire avec quelques volts seulement. Cette considération vaut au transistor la préférence comme commutateur.

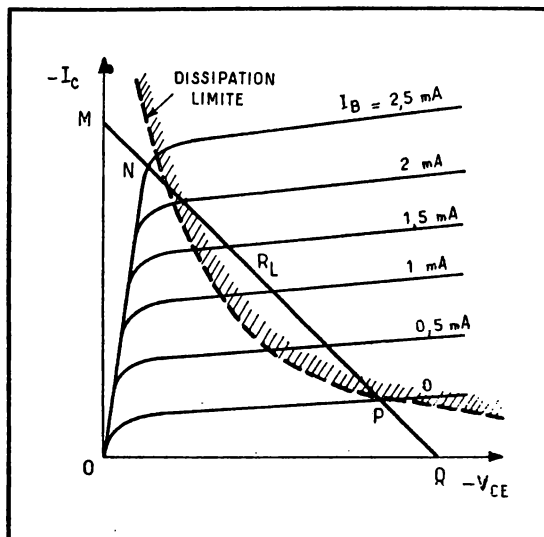


Fig. C-37. — Le transistor en régime de commutation

En régime bloqué (interrupteur fermé), le courant anodique du tube est pratiquement nul. Le transistor a des courants résiduels faibles, mais non négligeables, qui de plus varient avec la température. Dans un transistor au germanium, le courant collecteur résiduel double pratiquement lorsque la température augmente de 10 °C.

Pour étudier le fonctionnement du transistor comme commutateur, reportons-nous à sa caractéristique $I_C = f(V_{CE})$, figure C-37. MQ est la droite de charge, tracée comme sur la figure C-4. Les points M et Q correspondent au commutateur idéal : en M, la chute de tension V_K , soit V_{CE} , est nulle, et en Q, $I_C = 0$. Les points de fonctionnement réel N (conduction) et P (non-conduction) doivent donc s'approcher le plus possible de M et Q respectivement. Une autre considération nous y contraint aussi : la limite de la dissipation autorisée, portée sur les courbes. Si le transistor peut fonctionner indéfiniment aux points N et P situés à l'intérieur de la zone permise, la majeure partie de la droite MQ comprise entre les points N et P correspond à un échauffement excessif, et par la suite à une destruction du transistor. Le transistor doit donc être attaqué par une tension suffisante sur la base pour que son courant base I_B passe d'au moins 2,5 mA dans notre exemple à 0, et même à une valeur légèrement positive. De plus, la zone de transition entre N et P doit être franchie très rapidement pour éviter l'échauffement des jonctions, ce qui conduit à utiliser une onde de commutation à front raide.

En général, le transistor subit davantage de contraintes durant la commutation qu'en régime établi. A l'enclenchement de fortes capacités, il se produit une pointe d'intensité, et à la coupure d'un circuit à grande inductance (relais), une surtension susceptible de provoquer le claquage de la jonction peut apparaître.

La figure C-38 montre la commande d'un relais par un transistor en E. C. Pour obtenir un courant résiduel faible en l'absence de tension de commande (transistor bloqué), on monte dans l'émetteur une diode au silicium D_1 . Grâce au coude de la caractéristique directe de cette diode, le courant transmis est faible (environ 10 μA à 0,5 V), la base devient légèrement positive par rapport à l'émetteur, et le courant collecteur résiduel est faible. Si ce courant est insuffisant pour produire une chute de tension de 0,5 V aux bornes de la diode, on ajoute une résistance R_1 .

Pour enclencher le relais, on applique à la base une impulsion de polarité négative d'amplitude suffisante, présentant un front raide pour franchir rapidement la zone de transition.

La tension aux bornes de la diode n'augmente que faiblement lorsque le transistor devient conducteur : environ 0,75 V à 50 mA. La diode D_2 qui shunte la bobine du relais absorbe la surtension qui apparaît à la rupture du circuit et protège ainsi le transistor.

Une tension de commande à variation lente doit d'abord être mise en forme à flancs raides pour attaquer cet étage à relais. La figure C-39 montre le schéma (S E S C O) d'une bascule de Schmitt (voir chapitre C. 12) composée des transistors T_1 et T_2 qui transforme une tension d'entrée de forme quelconque d'au moins 4,5 V d'amplitude en une tension rec-

Fig. C-38. — Commande d'un relais par transistor.

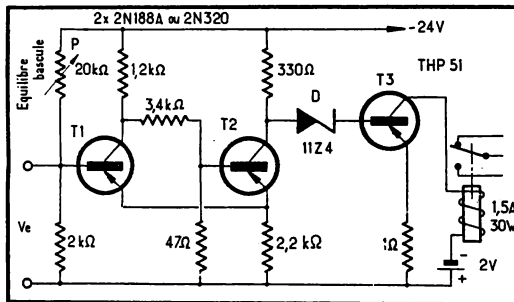
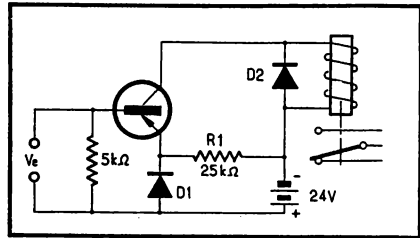


Fig. C-39. — Le déclencheur de Schmitt assure une commande franche du relais

tangulaire, transmise au transistor final T_3 par une diode Zener D . Cette diode n'est conductrice que pour des tensions inverses dépassant un certain seuil, la tension Zener, et ne transmet donc que le signal de T_2 à l'état conducteur. Ainsi, on n'a pas à se soucier du courant résiduel de T_2 à l'état bloqué.

Dans l'exemple choisi, T_3 est un transistor de puissance capable de débiter 1,5 A (30 W) dans la charge, relais ou électroaimant. L'alimentation de cet étage est assurée par un élément d'accumulateur 2 V seulement. Avec un relais plus sensible, un transistor ordinaire suffit.

Pour le fonctionnement par tout ou rien, on utilise souvent des thyatron ou leur équivalent à l'état solide, le redresseur commandé au silicium (chapitres C. 16 à 18).

C. 9. — La contre-réaction

En réinjectant dans l'entrée d'un amplificateur une partie du signal prélevé à sa sortie, on peut modifier considérablement ses caractéristiques. Le résultat de cette opération dépend d'abord de la relation de phase entre l'entrée et la sortie. Un tube amplificateur à cathode à la masse ou un transistor en E. C. produit une inversion de phase entre la tension à l'entrée V_e et la tension à la sortie V_s . En réinjectant dans l'entrée une partie de V_s , nous *opposons* cette composante au signal en l'affaiblissant ; c'est une *contre-réaction*. Si nous effectuons cette même réinjection sur un amplificateur à deux étages amplificateurs à tubes ou à transistors en E. C., V_e et V_s sont en phase après une double inversion. La composante réinjectée *renforce* alors le signal, et nous avons une *réaction* capable d'entretenir des oscillations, comme nous le verrons aux chapitres suivants. Ici, nous n'envisageons que le cas de la contre-réaction, ce qui suppose l'opposition de phase entre l'entrée et la sortie.

Sur la sortie de l'amplificateur de la figure C-40, on a branché un diviseur de tension $R_1 R_2$, et une portion β de V_s prélevée sur R_2 , soit $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$, est réinjectée dans l'entrée. Avec une contre-réaction nulle ($R_2 = 0$), le gain de l'amplificateur est $G = V_s/V_e$. Si R_2 n'est pas nul, le signal réellement appliqué à l'entrée de l'amplificateur est $V_a = V_e - \beta V_s$, et le gain devient $G' = V_s/(V_e - \beta V_s)$. En divisant G' par G , on obtient $G' = G/(1 - \beta G)$. En supposant $\beta G \gg 1$, le nouveau gain devient $G' = 1/\beta$, ce qui signifie que le gain total de l'amplificateur est $G' = (R_1 + R_2)/R_2$. Il est donc indépendant du gain initial G , et les variations des tensions d'alimentation, le vieillissement des tubes ou d'autres facteurs ne le modifient pas.

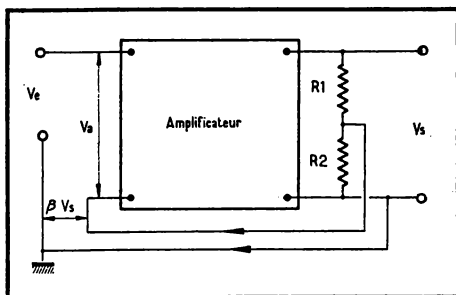


Fig. C-40. — Principe de l'amplificateur à contre-réaction de tension

Ainsi, un amplificateur ayant un gain sans contre-réaction de $G = 10\,000$ et un taux de contre-réaction $\beta = 0,001$ aura un gain avec contre-réaction de $G' \approx 1000$. Si une cause quelconque fait varier G de 10%, G' ne variera que de 1% environ, et la variation peut être pratiquement éliminée par une contre-réaction encore plus énergique. Mais comme une telle contre-réaction réduit sérieusement le gain, on se garde d'exagérer dans ce sens.

La contre-réaction ne réduit pas seulement le gain (ce qui ne serait guère un avantage), mais aussi les distorsions linéaire (de fréquence et de phase) et non-linéaire (due à la courbure des caractéristiques et se manifestant par l'apparition d'harmoniques). De plus, la bande passante est élargie et aplatie, comme le montrent les courbes de la figure C-41. L'effet des

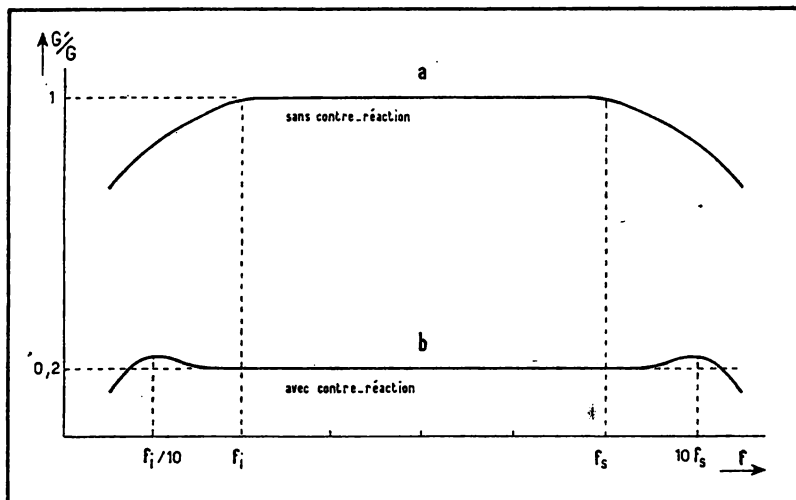


Fig. C-41. — Effet de la contre-réaction sur la courbe de réponse.

non-linéarités des transformateurs sont réduits, de même que ceux du bruit. On gagne donc pour ainsi dire en qualité ce que l'on perd en quantité.

Dans le schéma de la figure C-40, nous réinjectons à l'entrée une partie de la tension de sortie ; c'est une *contre-réaction en tension*. Elle réduit l'impédance de sortie. La tension de contre-réaction peut aussi être prélevée sur une résistance r en série avec la charge R_L ; nous avons alors une *contre-réaction en intensité* qui a pour effet d'augmenter l'impédance de sortie (fig. C-42). Pour une même réduction de gain, la contre-réaction en intensité procure la même réduction de distorsion harmonique que la contre-réaction en tension.

Fig. C-42. — Principe de la contre-réaction en intensité.

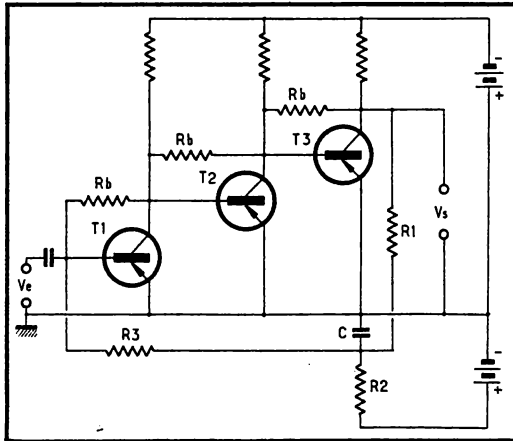
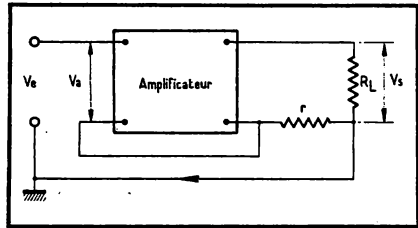


Fig. C-43. — Contre-réaction en tension englobant les trois étages d'un amplificateur à transistors

La contre-réaction augmente l'impédance d'entrée si elle est appliquée en série avec les bornes d'entrée ; nous en avons eu un exemple avec l'amplificateur à courant porteur de la figure C-32 où il s'agit d'ailleurs d'une contre-réaction en intensité. Appliquée en parallèle sur l'entrée, la contre-réaction réduit l'impédance d'entrée.

Les possibilités d'application de la contre-réaction sont innombrables. Une boucle peut comprendre un seul ou plusieurs étages. (Avec plus de deux étages, il y a cependant danger de rotation de phase, transformant la contre-réaction en réaction, et l'amplificateur devient instable.) La contre-réaction de l'amplificateur à liaisons directes de la figure C-14 englobe tous les trois étages. Un amplificateur peut d'ailleurs comprendre plusieurs circuits de contre-réaction.

Contentons-nous de citer ici comme seul exemple l'amplificateur à trois étages de transistors à liaisons directes de la figure C-43. Tout d'abord, les résistances de base R_b de chaque transistor retournent au collecteur du même transistor, en opposition de phase avec la base. On obtient ainsi une contre-réaction en tension individuelle pour chaque étage, en courants continu et alternatif, stabilisant le gain en le rendant plus ou moins indépendant des caractéristiques du transistor, ce qui permet de fabriquer des amplificateurs à gains semblables sans avoir à trier les transistors.

Un deuxième circuit de contre-réaction comprenant les résistances R_1 , R_2 et R_3 englobe les trois étages. Comme le condensateur C de forte capacité court-circuite toute composante alternative, elle fonctionne uniquement en courant continu et compense la dérive propre à tout amplificateur à liaisons directes. Avec un gain en courant de 10 par étage, un tel amplificateur a un gain en courant total de 1000. Si les impédances d'entrée et de sortie sont de 100 et 2000 Ω respectivement, le gain en tension ressort à 20 000, et le gain en puissance à 20×10^6 .

C. 10. — Abaisseurs d'impédance

L'anode de la triode représentée sur la figure C-44 est directement reliée au + H. T., et la résistance R_c dans la cathode est la résistance de charge sur laquelle apparaît la tension de sortie V_s . Ce tube ne produit pas d'inversion de phase, la cathode suit l'excursion de la grille, ce qui a valu au montage le nom de *cathode follower*.

Cet amplificateur à charge cathodique a quelques propriétés remarquables. On peut remarquer que R_c est commune aux circuits d'entrée et de sortie. Ainsi, toute la tension de sortie est appliquée à l'entrée, et l'impédance d'entrée est très élevée. L'impédance de sortie est faible, pratiquement égale à $1/S$, S étant la pente du tube. Avec une triode ayant une pente $S = 5 \text{ mA/V}$, on obtient ainsi une impédance de sortie de seulement 200 Ω . Grâce à cette propriété, le tube à charge cathodique est fréquemment utilisé comme abaisseur d'impédance

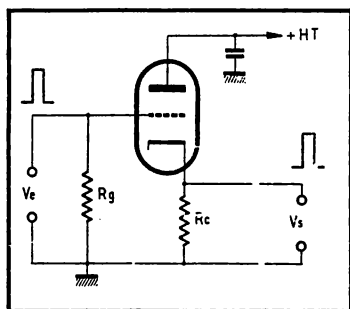


Fig. C-44. — Abaisseur d'impédance à charge cathodique.

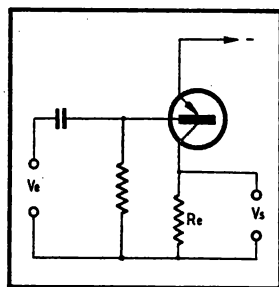


Fig. C-45. — Abaisseur d'impédance à transistor monté en C.C.

permettant d'adapter une charge à basse impédance, un câble par exemple, à une source à haute impédance comme un tube ayant une résistance de chargée élevée.

Par ailleurs, en raison de la contre-réaction totale, le gain en tension de l'étage à charge cathodique est inférieur à l'unité, de l'ordre de 0,7 à 0,95. Du fait de la disparité des impédances d'entrée et de sortie, il y a cependant un gain en courant et en puissance qui peut être considérable. Ce montage transmet sans distorsion des composantes de fréquence élevée, notamment des impulsions.

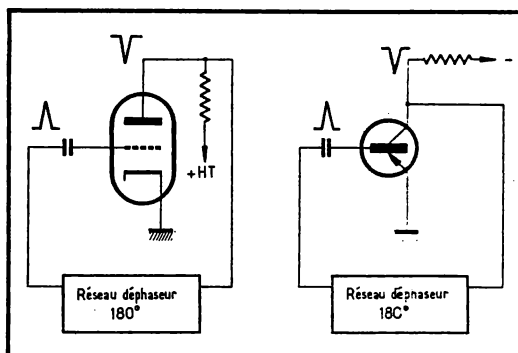
Dans la technique des semiconducteurs, le tube à charge cathodique a son équivalent dans le transistor monté en collecteur commun (C. C., fig. C-45). Avec ce montage, un transistor courant (type 2 N 525) a une impédance d'entrée de 350 k Ω (contre 1,3 k Ω en E. C.), une

impédance de sortie de $500\ \Omega$ (contre $50\ \text{k}\Omega$), un gain en tension unité (contre 270) et un gain en puissance de 15, contre 40 dB. Le gain en courant est à peu près le même, 35 à 36.

C. 11. — Oscillateurs

L'entrée et la sortie du tube amplificateur ou du transistor en E. C. de la figure C-46 sont en opposition de phase; en réinjectant à l'entrée une partie du signal à la sortie, on obtient donc une contre-réaction affaiblissant le signal à l'entrée. Si toutefois nous intercalons dans

Fig. C-46. — Conditions de phase dans un oscillateur à un étage.



la boucle de réaction un réseau introduisant un déphasage de 180° , le déphasage total devient 360° , ou 0° , il y a réaction renforçant le signal, et nous obtenons un oscillateur à ondes entretenues. Théoriquement, l'oscillation croîtrait indéfiniment; mais pratiquement, les non-linéarités de la caractéristique limitent le gain, et l'onde produite devient fortement distordue. Pour qu'elle soit sinusoïdale, il faut limiter l'amplitude de l'oscillation par des moyens appropriés.

Dans un amplificateur à deux étages, l'entrée est déjà en phase avec la sortie, et une simple boucle produit une oscillation de relaxation; le montage devient un multivibrateur. Nous avons cependant indiqué sur le schéma (fig. C-47) un réseau à déphasage nul. Dans les deux

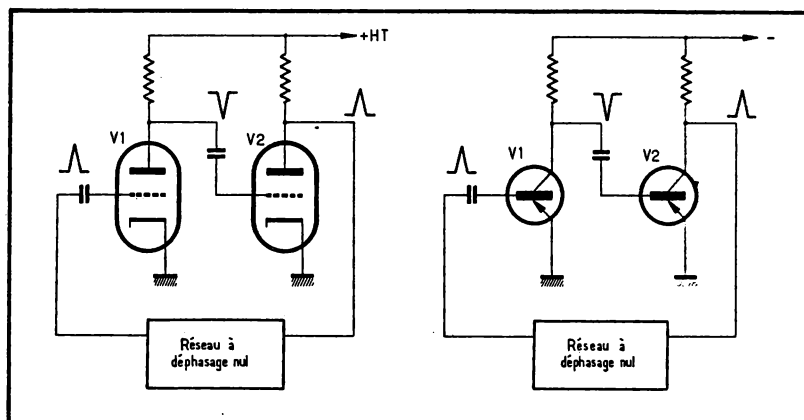


Fig. C-47. — Conditions de phase dans un oscillateur à deux étages.

cas, il y a oscillation entretenue si le gain de l'amplificateur dépasse la perte totale du montage. (Si ce n'est pas le cas, on obtient un amplificateur instable.)

Pour obtenir une onde sinusoïdale pure (c'est-à-dire ne comprenant qu'une seule fréquence), il est nécessaire que le réseau dans la boucle soit sélectif, ce qui signifie que le déphasage introduit varie avec la fréquence et ne soit de 0 ou 180° que pour une seule fréquence qui

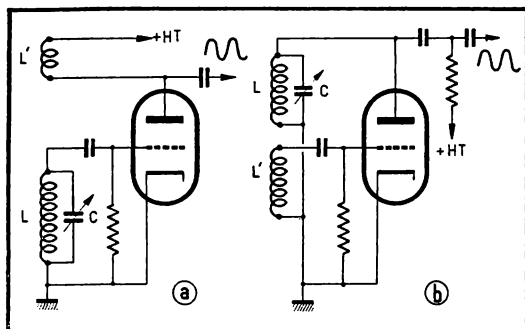


Fig. C-48. — Oscillateurs à LC à enroulement de réaction.

sera la fréquence d'oscillation. Pour que cette fréquence soit stable et bien définie, il est souhaitable que la phase varie rapidement au voisinage de la fréquence d'oscillation.

Comme réseaux sélectifs déterminant la fréquence d'oscillation, on utilise des circuits oscillants LC, des réseaux RC et des résonateurs électromagnétiques (quartz, diapasons, dispositifs à magnétostriction). Ces derniers sont particulièrement indiqués lorsqu'une stabilité de fréquence très élevée est nécessaire. Pour les applications plus courantes, et notamment lorsque la fréquence doit être variable, on utilise des oscillateurs à LC et à RC.

Un circuit oscillant se compose d'une inductance L accordée par un condensateur C sur une fréquence $f = 1/2 \pi \sqrt{LC}$. A cette fréquence, le circuit se comporte comme une résistance, le déphasage est nul, et il faudrait un amplificateur à deux étages (fig. C-47) pour le faire osciller. Pour n'employer qu'un seul tube ou transistor, il faut prévoir une prise sur l'enroulement ou ajouter un enroulement de couplage, afin de créer la condition de déphasage 180° nécessaire à l'oscillation. Il existe un certain nombre de solutions à ce problème. Les montages de la figure C-48 utilisent un enroulement de couplage L' pour inverser la phase,

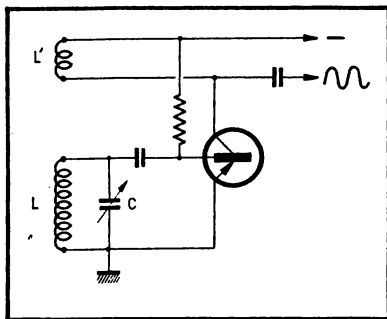


Fig. C-49. — Oscillateur à enroulement de réaction à transistor.

le circuit oscillant LC étant monté dans la grille (a) ou la plaque (b). Le montage correspondant à transistor (fig. C-49) est bien ressemblant.

A l'aide d'une prise, on crée une opposition de phase entre les deux extrémités de L , rendant inutile l'enroulement de couplage. Ce principe est utilisé dans les oscillateurs Hartley (fig. C-50, *a*) et à couplage cathodique (*b*), qui ne diffèrent d'ailleurs que par le choix du point

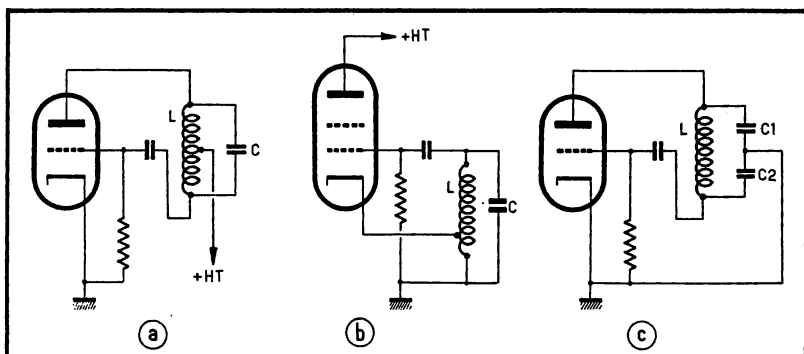


Fig. C-50. — Oscillateurs utilisant un enroulement unique à prise.

mis à la masse (en H. F.). Le Colpitts (*c*) est équivalent au Hartley, mais la prise sur le bobinage est remplacée par un fractionnement du condensateur.

Le montage de la figure C-51 ressemble à un Colpitts à transistor, mais son fonctionnement est différent. C'est un montage à base commune (B. C.), donc n'introduisant pas d'in-

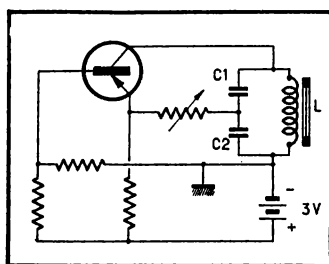


Fig. C-51. — Oscillateur à transistor à bobinage sans prise.

version de phase. La réaction nécessaire à l'émetteur peut donc être prélevée sur le circuit oscillant, par une prise effectuée sur le bobinage ou sur un diviseur à capacités C_1C_2 . Le rapport des capacités détermine le taux de réaction.

Les oscillateurs à LC sont faciles à réaliser pour les gammes H. F., et le condensateur variable est commode pour l'accord à fréquence variable. En B. F., la capacité d'accord nécessaire est trop grande pour être réalisée par condensateur variable, et les bobinages, nécessairement à fer, seraient lourds et mal définis à cause de l'hystérésis dans le fer. Aux basses fréquences, les oscillateurs à RC sont intéressants du fait de l'absence de bobinages. Une variation de fréquence peut être obtenue par condensateur variable (à plusieurs cages) ou potentiomètre jumelé (bobiné de précision).

Les circuits sélectifs utilisés dans les oscillateurs à RC sont représentés sur la figure C-52. Il y a les réseaux déphaseurs passe-bas (*a*) et passe-haut (*b*), le double T (*c*) et les T pontés à résistance (*d*) et à capacité parallèle (*e*) qui en sont dérivés, et enfin le pont de Wien (*f*).

Les oscillateurs à déphasage correspondent au schéma de la figure C-46, le réseau déphaseur *a* ou *b* de la figure C-52 introduit à la fréquence d'accord de l'oscillateur un déphasage de 180° , de sorte que la tension de sortie soit en phase avec le signal à l'entrée. La figure C-53

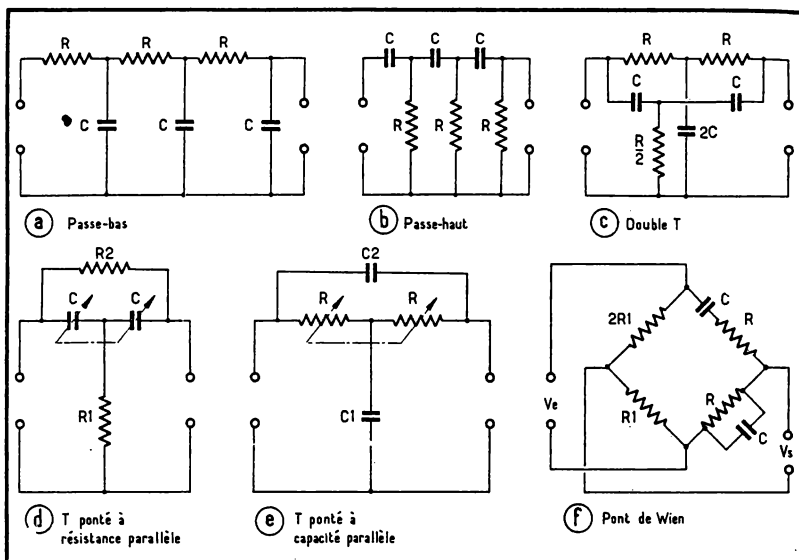


Fig. C-52. — Les principaux réseaux utilisés dans les oscillateurs R C.

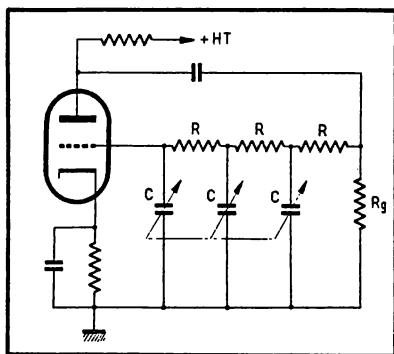


Fig. C-54. — Oscillateur à déphasage, version à transistor.

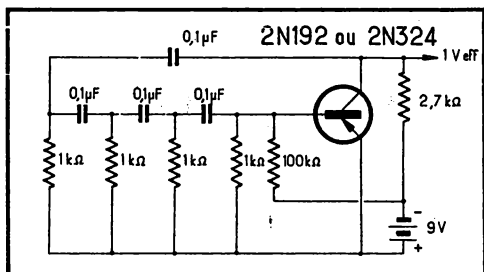


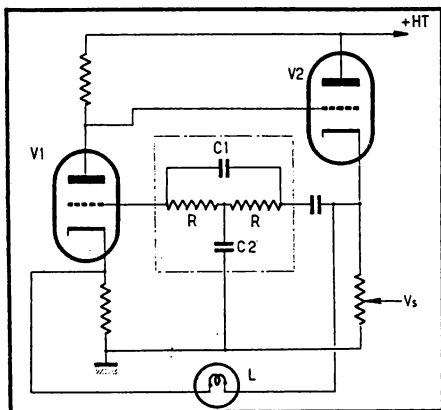
Fig. C-53. — Oscillateur à déphasage, version à tube.

montre le schéma de la version à tube d'un tel oscillateur, utilisant le réseau passe-bas (a). Ce modèle peut être à variation continue de fréquence en utilisant un condensateur variable

à 3 cages. Une version transistorisée est représentée sur la figure C-54 (*S E S C O*). Elle utilise le réseau passe-haut (*b*) et, avec les valeurs indiquées, oscille sur 1 kHz environ.

Les oscillateurs à double T produisent une oscillation particulièrement pure ; mais comme la variation continue de fréquence exige la variation simultanée de trois capacités ou de trois résistances, on préfère le T ponté (2 éléments variables) dans les réalisations d'oscillateurs accordables, bien que sa « sélectivité » soit moins bonne. La figure C-55 montre un exemple

Fig. C-55. — Oscillateur à double T ou à T ponté.



de montage à double T ou T ponté. Le tube amplificateur V_1 attaque directement un tube à charge cathodique V_2 servant d'abaisseur d'impédance. La lampe L à filament métallique branchée entre cathodes procure une réaction suscitant l'entrée en oscillations. Le réseau en T placé entre la cathode de V_2 et la grille de V_1 procure une contre-réaction qui s'oppose à l'oscillation. A la fréquence $f = 1/2 \pi R C$ (où $C = \sqrt{C_1 C_2}$), l'impédance du réseau est (pratiquement) infinie, et le déphasage est nul. Il n'y a alors plus de contre-réaction, et le montage oscille sur la fréquence f . La lampe L est utilisée comme résistance non-linéaire (sa valeur augmente avec le courant qui la traverse). Lorsque l'amplitude de l'oscillation augmente, la résistance de L augmente aussi, et la réaction diminue. Il y a donc stabilisation d'amplitude, point très important dans les oscillateurs à RC qui, du fait de la faible « sur-tension » du circuit sélectif utilisé, tendent à avoir une forte distorsion dès que l'amplitude optimale est dépassée.

Enfin, le pont de Wien est l'élément sélectif de la grande majorité des générateurs B. F. A la fréquence d'accord $f = 1/2 \pi R C$, le déphasage de ce réseau est nul, et il faut donc un amplificateur à deux étages V_1 et V_2 selon le schéma C-47 pour assurer l'oscillation (fig. C-56).

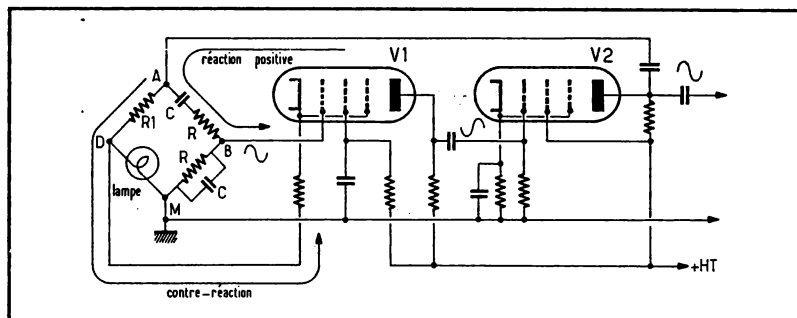


Fig. C-56. — Oscillateur à pont de Wien.

Par opposition aux autres réseaux sélectifs, le pont de Wien n'a pas de borne commune entre l'entrée et la sortie. Il est alimenté à partir de V_2 par les bornes A et M. V_1 reçoit une réaction (sélective) sur la grille par le point B, et une contre-réaction (apériodique) sur la cathode par le point D. La lampe L assure la stabilisation d'amplitude comme précédemment. Une stabilisation plus efficace est assurée par une thermistance montée à la place de R_1 .

Lorsqu'une fréquence fixe de très grande constance est cherchée, on a recours à des oscillateurs à résonance mécanique. Lorsque l'on applique à une lame de quartz convenablement taillée une tension, elle se déforme mécaniquement. A une fréquence déterminée fonction de ses dimensions géométriques, le quartz entre en résonance et se comporte alors comme un circuit oscillant ayant une surtension très élevée. On obtient ainsi une stabilité en fréquence de 10^{-5} à 10^{-6} et même, en prenant des précautions particulières (thermostat), 10^{-8} à 10^{-9} .

Il existe de très nombreux montages d'oscillateurs à quartz, à tubes et à transistors. Bornons-nous ici au schéma de la figure C-57 dans lequel le quartz Q est monté en série avec

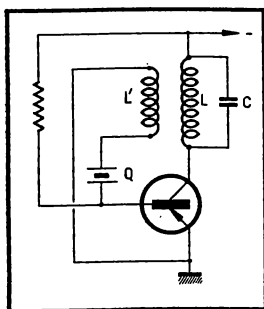


Fig. C-57. — Oscillateur à quartz excité par transistor.

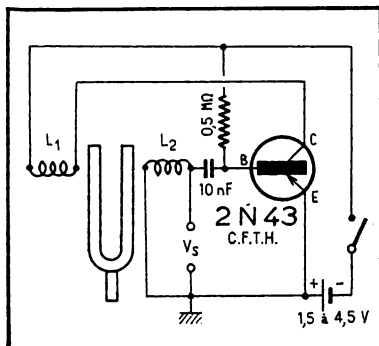


Fig. C-58. — Oscillateur à diapason.

l'enroulement de réaction L' couplé au circuit oscillant LC monté dans le collecteur et accordé sur la fréquence de résonance série du quartz. On obtient ainsi une réaction d'amplitude suffisante et de phase correcte pour produire l'oscillation.

Le diapason est un autre résonateur mécanique, utilisable aux basses fréquences (50 à 5000 Hz), contre 50 kHz à plus de 10 MHz pour le quartz. Un diapason en métal ferromagnétique est excité par des enroulements L_1 et L_2 montés sur de petits circuits magnétiques contenant un aimant de polarisation (fig. C-58). Toute vibration est amplifiée par le transistor qui entretient ainsi l'oscillation. Ce principe est utilisé dans la première montre-bracelet électronique avec, bien entendu, un diapason miniature.

C. 12. — La famille des multivibrateurs

Ce sont là des montages que l'on rencontre partout dans les commandes électroniques et les calculatrices, et il importe de bien les connaître et de ne pas les confondre. Leur ancêtre est le multivibrateur d'Abraham et Bloch qui date d'une époque (1919) où personne ne parlait encore d'électronique.

La figure C-59 montre les versions à tubes et à transistors du *multivibrateur*. C'est un amplificateur à liaison R_1C_1 à deux étages V_1 et V_2 dont la sortie est reliée à l'entrée par une nouvelle liaison R_2C_2 . De ce fait, la moindre variation de potentiel d'une électrode est immédiatement amplifiée et réinjectée en phase dans le circuit, ce qui l'amplifie encore. En fait,

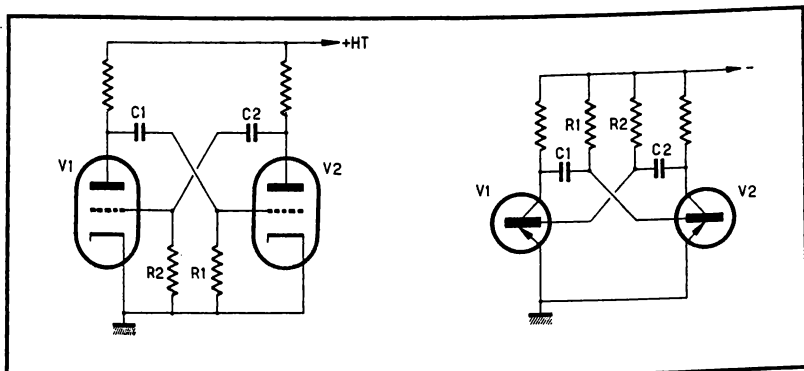


Fig. C-59. — Multivibrateurs, deux liaisons capacitives.

les amplificateurs sont alternativement saturés et bloqués, le passage de l'un des états à l'autre est transmis par la liaison RC à l'autre étage qui bascule immédiatement pour prendre l'état complémentaire. Le montage oscille donc violemment, l'amplitude n'étant limitée que par le blocage d'une part, et la saturation d'autre part (le courant ne peut plus ni croître ni décroître). Il en résulte une onde à flancs abrupts et à sommets plus ou moins plats qui, dans certains montages, ressemble à une onde rectangulaire. En l'absence de tout élément sélectif, ce montage est un *relaxateur*.

La fréquence de récurrence des oscillations de relaxation dépend d'une part des constantes de temps des liaisons R_1C_1 et R_2C_2 , et d'autre part des tensions aux électrodes qui déterminent les états de blocage et de saturation. Les alternances de l'onde sont égales si les constantes de temps $R_1C_1 = R_2C_2$ (multivibrateur symétrique).

La stabilité de la fréquence de relaxation d'un multivibrateur est faible, en l'absence d'un circuit sélectif quelconque ; mais ce défaut apparent devient ici une qualité, car on peut facilement imposer au multivibrateur une fréquence par des impulsions provoquant un basculement prématuré : c'est la *synchronisation*.

Le multivibrateur décrit comprend deux liaisons RC ; pour faire varier sa fréquence de récurrence, il faut faire varier simultanément R_1 et R_2 ou C_1 et C_2 (si l'on veut conserver le même rapport des alternances, dit taux de travail). Le montage de la figure C-60 est toujours

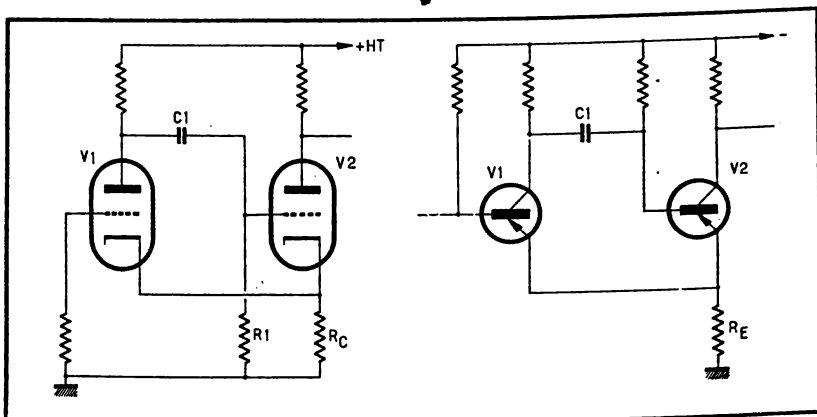


Fig. C-60. — Multivibrateurs à couplage par cathodes ou émetteurs.

un multivibrateur, mais il n'a plus qu'une seule liaison à constante de temps, soit R_1C_1 , l'autre étant remplacée par le couplage par une résistance commune aux cathodes R_c ou aux émetteurs R_e . Comme le courant des deux dispositifs passe dans cette résistance commune, le tube fortement conducteur crée aux bornes de R_c une chute de tension suffisante pour bloquer l'autre tube, et il en va de même pour les transistors. Mais la charge de C_1 s'écoule par R_1 , et au bout d'un temps fonction de la constante de temps R_1C_1 , le montage bascule, le dispositif bloqué devient conducteur, et celui qui conduisait se bloque. La liaison par résistance commune donne un effet cumulatif à ce basculement. Nous avons un *multivibrateur à charge cathodique* qui fonctionne en relaxation libre.

De ce montage est dérivé la base de temps à multivibrateur à charge cathodique de la figure C-61, utilisée notamment dans les oscilloscopes. A la fréquence de récurrence déter-

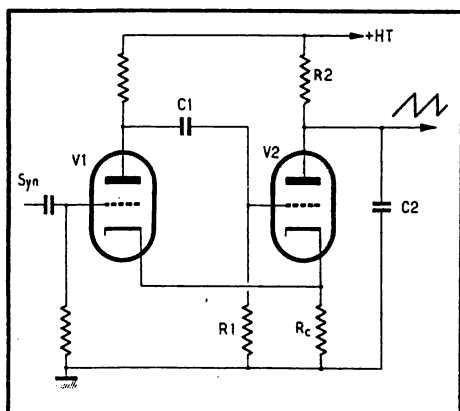


Fig. C-61. — Base de temps dérivée du multivibrateur à couplage cathodique.

minée par R_1C_1 , le multivibrateur décharge le condensateur C_2 chargé à travers R_2 . Grâce à une forte disparité des constantes de temps ($R_1C_1 \ll R_2C_2$), une onde en dents de scie utilisable pour le balayage d'un tube cathodique apparaît aux bornes de C_2 . Le multivibrateur peut être synchronisé par un signal appliqué à la grille libre.

Le montage de la figure C-62 est aussi à couplage par les cathodes ou les émetteurs ; mais ce n'est pas un multivibrateur. Regardons les polarisations des grilles ou bases : V_2 est polarisé de manière à être fortement conducteur, et V_1 est pratiquement bloqué. Cet état de choses est encore renforcé par les chutes de tension dans R_c et R_e , grâce au mécanisme exposé plus haut. En l'absence de signal extérieur, il n'y a aucune raison pour que cette situation se modifie, et le montage reste au repos.

Si nous appliquons maintenant une impulsion positive sur la grille (ou négative sur la base) de V_1 , ce dispositif va devenir momentanément conducteur et transmettre par R_1C_1 une impulsion de blocage à V_2 . Le montage bascule donc. Au bout d'un temps déterminé par la constante de temps R_1C_1 , la charge de C_1 s'est écoulée par R_1 , V_2 redevient conducteur et rebloque V_1 par le courant dans R_c ou R_e . C'est là la position de repos à laquelle le montage revient toujours. Nous avons donc affaire à un montage *monostable* (le multivibrateur était *astable*) et, comme à chaque impulsion de commande correspond une seule opération de basculement et de rebasculement, ce montage est connu comme *univibrateur* (1). A une impulsion à l'entrée, il répond par une impulsion à la sortie dont la durée t est fonction du produit R_1C_1 . De ce fait, l'univibrateur peut servir à introduire un retard t réglable ou à donner une durée bien définie à une impulsion quelconque.

(1) En anglais *flip-flop*, par analogie avec le fonctionnement d'un commutateur à bascule à ressort de rappel. Il ne faut toutefois pas identifier trop rigide-ment *flip-flop* et univibrateur, car les Américains, beaucoup moins précis que nous dans le choix des termes techniques, désignent souvent aussi par *flip-flop* la bascule bistable examinée plus loin.

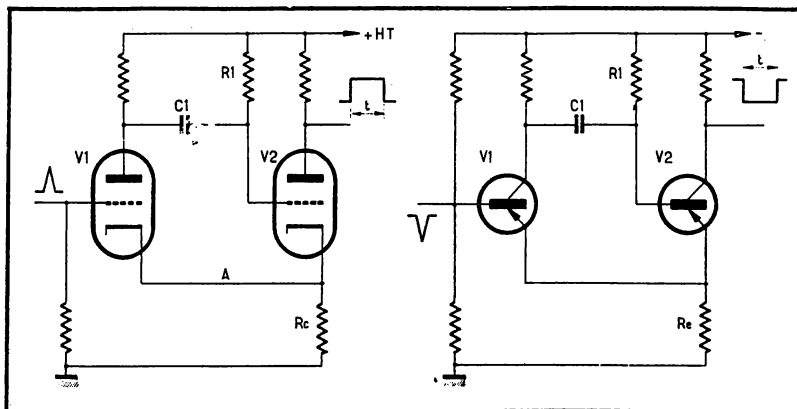


Fig. C-62. — Univibrateurs à couplage par les cathodes ou émetteurs.

Ce qui caractérise l'univibrateur, c'est le retour automatique à une position de repos (et une seule), au bout d'un temps variable. Ce fonctionnement est obtenu lorsqu'au repos, en l'absence de signal, l'un des dispositifs est bloqué et l'autre conducteur. Il peut être obtenu de différentes manières, et il ne faut pas s'hypnotiser par le retour d'une résistance à la masse ou à la tension d'alimentation, car d'autres branchements peuvent conduire au même résultat. Ainsi, la résistance R_1 du montage à tubes peut être ramenée en A, sur les cathodes ; V_2 est alors toujours conducteur, et la chute de tension dans R_c bloque V_1 .

Un univibrateur est caractérisé par une liaison capacitive et une liaison directe qui ne se fait pas forcément par les cathodes. Sur le montage de la figure C-63 qui conserve la liaison

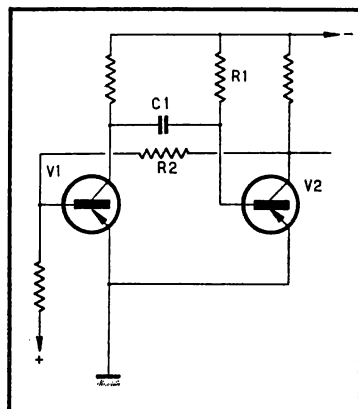


Fig. C-63. — Autre version d'un univibrateur à transistors.

R_1C_1 , le couplage par les émetteurs est remplacé par la réaction du collecteur de V_2 à la base de V_1 par une résistance. Grâce à cette résistance (et aussi aux potentiels des électrodes), ce montage est toujours monostable.

Une autre modification mineure nous conduit au *déclencheur de Schmitt* (fig. C-64) qui comprend deux liaisons directes : par les cathodes ou émetteurs, et par le diviseur R_1R_2 . (Le condensateur C, de faible capacité, sert uniquement à accélérer le basculement, et n'est pas indispensable au fonctionnement.) Dans ce montage, l'état bloqué ou conducteur de V_1

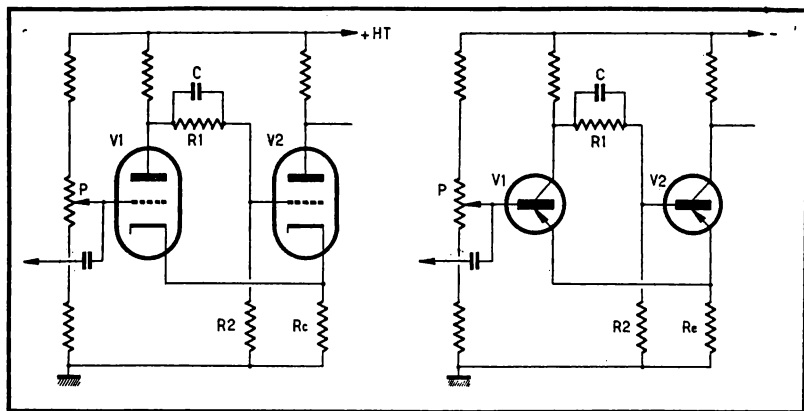


Fig. C-64. — Le déclencheur de Schmitt comprend deux liaisons directes.

dépend du potentiel de l'électrode d'entrée, grille ou base, fixé par le potentiomètre P. Par le jeu des deux couplages, V_2 adopte immédiatement l'autre des deux états, et en l'absence de liaison capacitive, cette situation est stable.

Si nous manipulons P, ou si nous appliquons à l'entrée un signal capable de faire passer V_1 de la conduction au blocage ou inversement, les deux couplages jouent avec effet cumulatif, et V_2 prend l'état antérieur de V_1 . Il y a donc bien basculement, propriété qui caractérise toute la famille des multivibrateurs. Mais ce basculement est ici fonction du niveau du signal à l'entrée. Comme V_2 ne peut être que conducteur ou bloqué, la tension sur sa plaque ou son

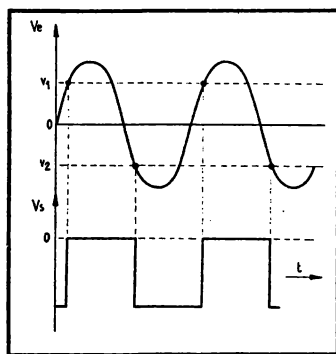
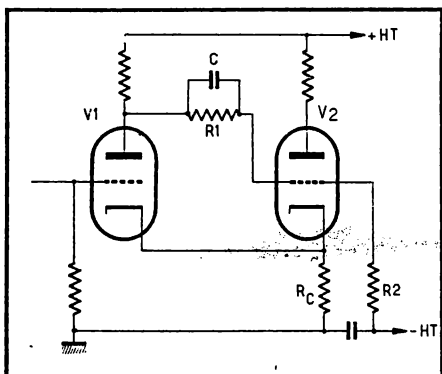
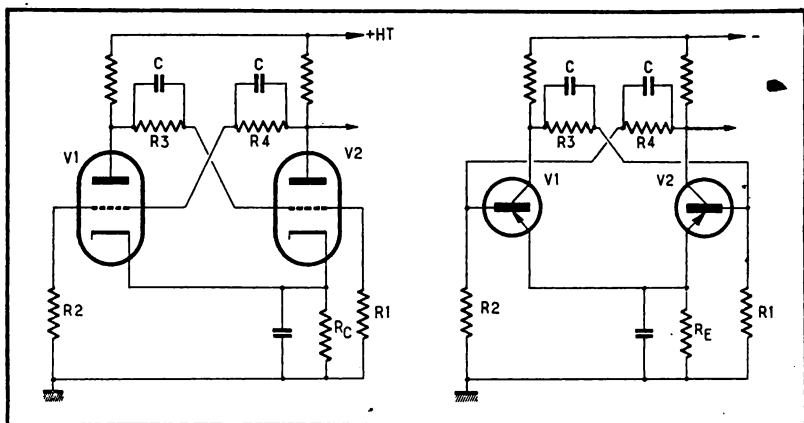


Fig. C-65. — Transformation de forme d'onde par déclencheur de Schmitt.

Fig. C-66. — Déclencheur de Schmitt à contre-tension négative.



collecteur ne peut prendre que l'une de deux valeurs bien définies. Si nous appliquons une tension sinusoïdale à l'entrée, il va y avoir basculement au franchissement des niveaux v_1 et v_2 , et à la sortie, nous obtenons une onde rectangulaire (fig. C-65). En dehors de la trans-

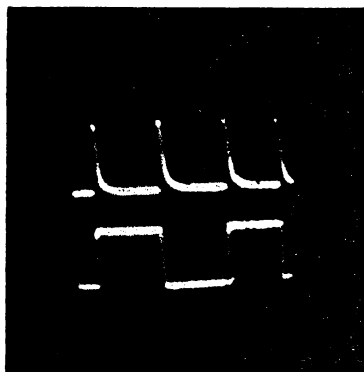
Fig. C-67. — *Bascules Eccles-Jordan.*

formation d'ondes sinusoïdales en rectangulaires, le déclencheur de Schmitt sert à produire des tops de déclenchement d'amplitude uniforme à partir d'ondes quelconques — à condition toutefois d'une amplitude suffisante à l'entrée.

Ici aussi, différentes versions sont possibles. On peut par exemple retourner la grille de V_1 à la masse et ramener R_2 à un potentiel négatif (fig. C-66). Ce qui compte, ce sont les conditions de fonctionnement des tubes.

Enfin, dernier membre de la famille, la *bascule Eccles-Jordan* (fig. C-67) se déduit du multivibrateur de la figure C-59 en remplaçant les condensateurs C_1 et C_2 par les résistances R_3 et R_4 respectivement. De ce fait, le nouveau montage a deux liaisons directes. C'est toujours un montage basculant, l'un des dispositifs est conducteur tandis que l'autre est bloqué. Mais du fait des liaisons directes, l'un ou l'autre état se maintient indéfiniment tant qu'aucune cause extérieure ne le modifie ; le système est donc à *deux états stables*, ou *bistable*. (Les condensa-

Fig. C-68. — En haut : les impulsions de commande de la bascule. — En bas : l'onde de commutation correspondante.



teurs C , de faible capacité, ne servent qu'à accélérer le basculement, et ne sont pas indispensables au fonctionnement.)

Si nous appliquons à cette bascule une impulsion capable de provoquer le basculement (une telle impulsion peut être appliquée à des endroits variés, selon le but recherché), le montage change d'état. A l'impulsion suivante, il change encore d'état et revient ainsi à la position de départ. Ce mode de fonctionnement ressort de l'oscillogramme de la figure C-68 où l'on

voit en haut les impulsions de commande et en bas la tension sur une plaque ou un collecteur. Il faut deux impulsions à l'entrée pour produire une seule impulsion (ou alternance d'onde rectangulaire) à la sortie. Cette propriété démultiplicatrice a valu à l'Eccles-Jordan le nom d'*échelle de deux* (scale of two en anglais).

On peut faire correspondre les états conducteur et bloqué ou les deux niveaux correspondants de la tension de sortie aux chiffres 0 et 1, base du calcul binaire. L'échelle de deux qui permet le comptage binaire (chapitre D. 18) est le montage de base des calculatrices numériques qui en emploient de grandes quantités.

Notons aussi la propriété de mémoire de la bascule qui retient une information enregistrée sous forme d'états conducteur et bloqué.

Résumons les notions essentielles de ce chapitre :

Montage	Liaisons	Propriétés
multivibrateur	2 R C	astable (relaxateur)
univibrateur	1 R C, 1 directe	monostable
déclencheur de Schmitt	2 directes	bistable, la position est fonction du niveau à l'entrée
bascule Eccles-Jordan	2 directes	bistable, fonctionne en échelle de deux (comptage)

C. 13. — Quelques autres montages importants

L'*oscillateur autobloqué* (blocking), dont la figure C-69 montre une version à transistor, est en fait un oscillateur L C (la capacité d'accord est réduite à la capacité répartie des enrou-

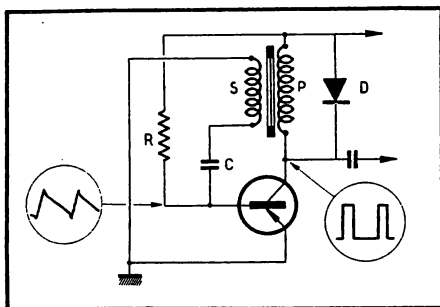


Fig. C-69. — Oscillateur autobloqué à transistor.

lements), avec un couplage très serré des enroulements. Ces conditions suscitent une oscillation tellement violente qu'après une seule alternance, le condensateur C est chargé au point de bloquer le transistor. Au lieu d'une oscillation entretenue, le montage produit donc une impulsion, puis se bloque. Au bout d'un temps t , C s'est déchargé par R suffisamment pour que le transistor redevienne conducteur, et une nouvelle oscillation est amorcée, puis étouffée. L'oscillateur autobloqué est donc un générateur d'impulsions à grande amplitude.

La fréquence de récurrence des impulsions dépend en grande partie de la constante de temps R C. Sur la base, on observe une tension approximativement en dents de scie, utilisable pour balayer un tube cathodique notamment. La diode D est souvent utilisée pour éliminer l'alternance résiduelle négative de l'oscillation. Comme le multivibrateur, l'oscillateur autobloqué est facile à synchroniser par une impulsion sur la base. En ramenant R à une tension

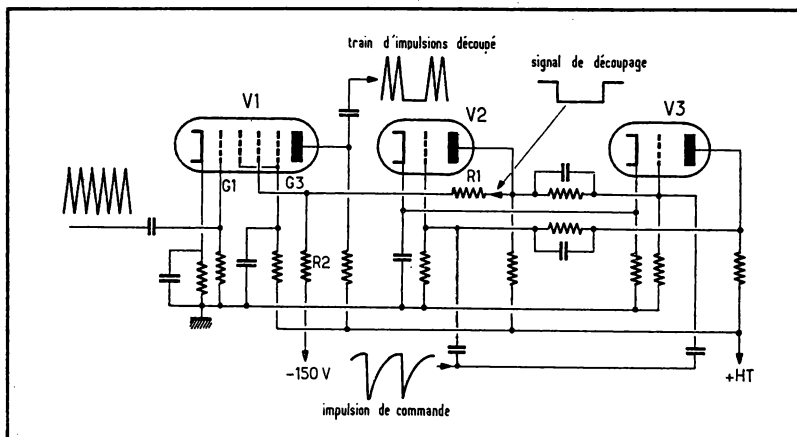


Fig. C-70. — Circuit porte découpant des trains d'impulsions.

positive, le fonctionnement cesse d'être périodique, et l'oscillateur reste bloqué jusqu'à l'arrivée d'une impulsion négative sur la base qui déclenche l'oscillation. Après une impulsion, le montage est de nouveau au repos jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion de déclenchement.

Le *circuit porte* (gate) est un commutateur à commande électronique qui livre ou interdit le passage d'un signal. Il existe de nombreux montages utilisables pour cette fonction. Dans l'exemple de la figure C-70, l'hexode V_1 reçoit sur sa grille G_1 un train d'impulsions continu ou une onde entretenue. Par ailleurs, sa grille G_3 est reliée à la plaque du tube V_2 de la bascule Eccles-Jordan V_2 , V_3 par le diviseur à résistance R_1R_2 ramené à -150 V. Lorsque V_2 est conducteur, sa plaque est à un faible potentiel et G_3 est rendu suffisamment négatif pour bloquer V_1 . Le signal appliqué à G_1 n'est donc pas transmis à la plaque. En revanche, lorsque V_3 est bloqué, le potentiel de G_3 est voisin de zéro, et le signal passe. On recueille donc sur la plaque de V_1 un train d'impulsions comprenant des vides déterminés par les états de la bascule. Or, une telle suite d'impulsions (1) et de vides (0) peut constituer un message binaire pour une calculatrice ou une commande numérique ; le circuit porte permet de le préparer.

Le *circuit de verrouillage* (clamp) est un autre type de commutateur électronique présentant une impédance élevée à l'état bloqué, et une basse impédance à l'état conducteur. La grille de la triode de la figure C-71 est ramenée au + H. T. Le tube est donc fortement conducteur, et sa plaque est à un potentiel faible. Le condensateur C_1 est pratiquement court-circuité.

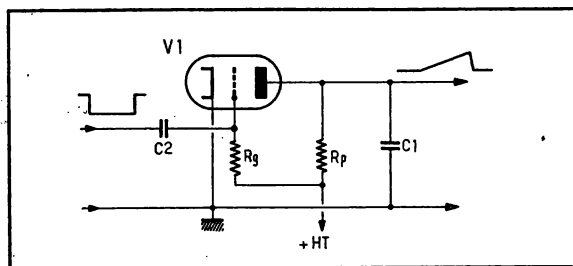


Fig. C-71. — Circuit de verrouillage.

Lorsque l'on applique maintenant à la grille une impulsion négative, le tube est aussitôt bloqué, et le condensateur se charge à travers R_p . La fin de l'impulsion rend le tube de nouveau conducteur, et C_1 est déchargé rapidement. Aux bornes de C_1 on obtient donc une onde

en dents de scie, utilisable pour le balayage d'un tube cathodique. Comme toutefois, la charge et la décharge d'un condensateur ont une allure exponentielle, la dent de scie produite est plus ou moins incurvée. Cette courbure peut être corrigée par des circuits de linéarisation (bootstrap, intégrateur de Miller), étudiés par ailleurs (1).

C. 14. — Circuits déphaseurs

Il est souvent nécessaire (notamment pour la commande de thyatron et de redresseurs commandés) de modifier la phase d'une tension sinusoïdale par rapport à une tension de référence. Le déphasage est réalisé à l'aide de simples circuits passifs R C. On peut se servir des circuits *différentiateur* (D) et *intégrateur* (I) de la figure C-72. Pour augmenter le dépha-

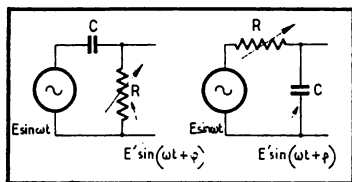


Fig. C-72. — Circuits différentiateur (D) et intégrateur (I).

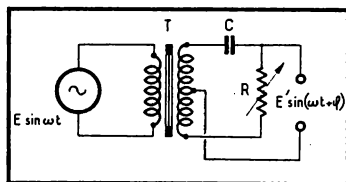


Fig. C-73. — Circuit déphaseur à amplitude sensiblement constante.

sage, il faut réduire la résistance (parallèle) dans D ou augmenter la résistance (série) dans I. Malheureusement, l'amplitude diminue très fortement lorsque le déphasage augmente, et l'affaiblissement devient prohibitif à partir de 50° environ. Le déphasage limite est de 90°, car la différentiation ou l'intégration de $E \sin \omega t$ donne $E \cos \omega t$; mais à cause de l'affaiblissement, il n'est pas utilisable.

Le pont déphaseur de la figure C-73 contient les mêmes éléments R et C qui forment un pont avec le secondaire à prise médiane du transformateur T. Ce circuit permet d'obtenir un déphasage allant de quelques degrés à près de 180°, avec une amplitude de sortie sensiblement constante d'un bout à l'autre. A 50 Hz, on peut choisir $C = 0,1 \mu F$, avec R variable entre 1 et 200 kΩ.

Il est facile de mettre en évidence l'action d'un déphaseur sur un oscilloscope à double trace. La figure C-74 montre l'oscillogramme de deux sinusoïdes de mêmes fréquence et

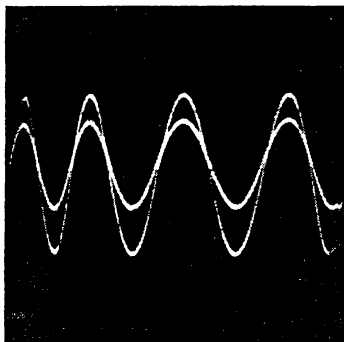


Fig. C-74. — Deux sinusoïdes de mêmes fréquence et phase.

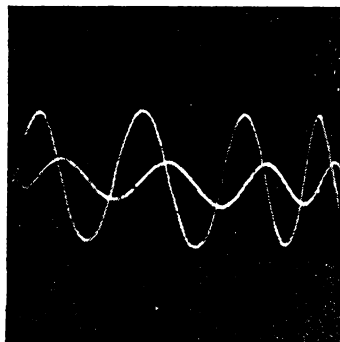


Fig. C-75. — Deux sinusoïdes approximativement en quadrature.

(1) *Technique de l'Oscilloscope*, du même auteur, aux Éditions Radio, 1965.

phase, la figure C-75 indique une quadrature approximative (environ 90°), et la figure C-76 l'opposition de phase ($\varphi = 180^\circ$).

Pour la commande de phase de deux thyristrons ou redresseurs commandés fonctionnant en push-pull (chapitre H. 2), il est nécessaire de disposer de deux tensions Y_1 et Y_2 dont la phase est variable par rapport à la tension de référence X, l'opposition de phase de l'une

Fig. C-76. — Deux sinusoïdes en opposition de phase.

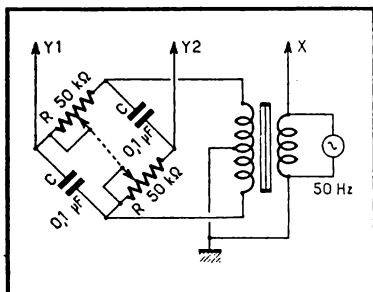
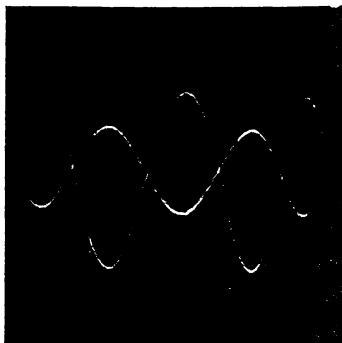


Fig. C-77. — Pont déphaseur procurant deux tensions toujours en opposition de phase.

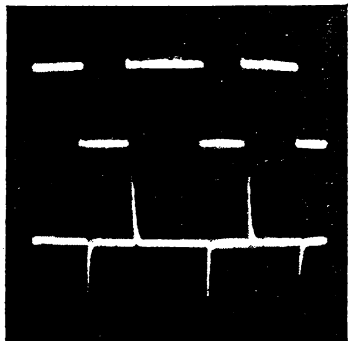


Fig. C-78. — La différentiation d'une onde rectangulaire dissymétrique produit des impulsions positives et négatives inégalement espacées.

par rapport à l'autre étant constamment maintenue. Ce résultat peut être obtenu à l'aide du pont déphaseur modifié de la figure C-77 employant un potentiomètre jumelé.

C. 15. — Transformation de formes d'ondes

Une onde sinusoïdale appliquée aux circuits différentiateur et intégrateur de la figure C-72 en ressort déphasée et affaiblie, mais sans aucune modification de forme. En revanche, toute onde déformée, et en particulier une onde rectangulaire, est plus ou moins modifiée. Ces déphaseurs ne sont donc utilisables qu'avec des ondes sinusoïdales ; si l'on veut déphaser des impulsions par exemple, il faut agir sur la sinusoïde dont peuvent être issues ces impulsions, ou alors utiliser un univibrateur de retard (fig. C-62).

Les circuits D et I effectuent sur l'onde l'opération mathématique de la différentiation ou de l'intégration respectivement. La différentiation a pour effet d'accentuer les variations rapides de la forme d'onde et d'atténuer les variations lentes. Ainsi, en différentiant une onde rectangulaire, seuls subsistent les flancs raides, et les parties horizontales disparaissent ; on obtient donc des impulsions alternativement positives et négatives. La figure C-78 montre

en haut l'onde rectangulaire de départ et en bas les impulsions obtenues par différentiation. Dans l'exemple choisi, l'onde rectangulaire est (à dessin) à alternances inégales ; on en tire des impulsions inégalement espacées. On peut donc déphaser des impulsions en agissant sur la symétrie de l'onde rectangulaire.

L'intégration a pour effet d'éliminer les variations rapides de l'onde en faisant ressortir l'allure générale du phénomène. Ainsi, en intégrant une onde rectangulaire, on recueille une onde triangulaire.

L'action différentiatrice ou intégratrice dépend de la constante RC du circuit. Si T est la durée de la période de l'onde rectangulaire, on démontre (par les mathématiques ou par l'oscilloscope) qu'une bonne différentiation est obtenue avec $RC \leq 0,01 T$, et une bonne intégration avec $RC > T$.

Les circuits D et I sont d'ailleurs largement utilisés dans la technique générale des montages. Ainsi, l'habitude liaison RC entre étages est un circuit différentiateur à très grande constante de temps, destiné à laisser passer intact le signal et à bloquer la composante continue (potentiel au repos de l'électrode d'attaque). De même, le filtre à la sortie d'un redresseur est un circuit intégrateur à très grande constante de temps, conçu pour laisser passer la tension continue redressée tout en arrêtant l'ondulation résiduelle (ronflement).

Pour transformer une onde plus ou moins sinusoïdale en rectangulaire, on peut « raboter » ses sommets par des diodes, de préférence du type Zener. La figure C-79 montre le schéma utilisé. Un bon écrêtage nécessite évidemment une tension d'attaque d'amplitude élevée. La figure C-80 montre en haut l'onde tronquée obtenue avec une tension d'attaque de seulement $2 V_{eff}$. Avec $10 V_{eff}$, on obtient déjà une onde sensiblement rectangulaire (en bas).

Mais de par son mode de production, une telle onde rectangulaire ne peut jamais avoir les flancs très raides qu'exigent de nombreuses applications. Aussi utilise-t-on alors de préférence le déclencheur de Schmitt de la figure C-64 dont le fonctionnement est illustré par la figure C-65.

Nous avons vu ainsi la manière de produire les formes d'ondes fondamentales. Dans la pratique, et en télévision notamment, on utilise souvent des ondes de forme complexe, obtenues par mélange d'ondes de forme simple, préparées séparément. Il est alors nécessaire de synchroniser entre eux les générateurs des ondes composant l'ensemble afin que leur position relative soit rigoureusement maintenue dans l'onde complexe.

C. 16. — Thyratrons (à cathode chaude)

Un thyatron est un tube triode ou tétrade contenant un peu de gaz rare qui modifie complètement son comportement. En effet, un thyatron est un commutateur qui ne peut être que fermé (gaz ionisé) ou ouvert (gaz non ionisé). Avec une certaine polarisation négative appliquée à la grille, on peut appliquer une tension élevée à la plaque sans qu'il y ait amorçage. En réduisant la polarisation à une valeur donnée, le tube s'ionise brusquement et entièrement (une faible lueur est visible à travers l'ampoule), et sa résistance interne tombe à une faible valeur. Si le circuit d'alimentation n'a pas une résistance suffisante pour limiter le courant à une valeur admissible, le tube est détruit.

La grille détermine donc le déclenchement du tube ; mais elle n'a plus d'action sur le tube une fois amorcé. Pour faire cesser l'ionisation, il faut abaisser la tension de l'anode à quelques volts (potentiel d'extinction). Dans les thyratrons alimentés en courant alternatif, la tension d'alimentation s'annule à chaque période ; si la polarisation de la grille est redevenue plus grande, la tube ne se réamorçait pas à la prochaine alternance positive.

Dans les montages de thyratrons alimentés en courant continu, des dispositions sont à prendre pour mettre fin à l'ionisation du tube. On peut couper le $+ H. T.$ par un interrupteur ou un relais. Une solution électronique est indiquée sur la figure C-81. Le condensateur C de grande capacité chargé par la résistance R de valeur élevée constitue la source pour le thyatron et sa charge R_L . L'amorçage se poursuit normalement ; mais comme la décharge de C par le thyatron est supérieure à la recharge par R , la tension aux bornes de C baisse, et après un temps t fonction de la constante de temps RC , le thyatron se désamorçait.

Cette solution est utilisée dans la base de temps à thyatron de la figure C-82 qui équipait autrefois la plupart des oscilloscopes. Grâce à une polarisation fixe par le diviseur R_1R_c ,

Fig. C-79. — Ecrêteur à diodes Zener montées tête-bêche

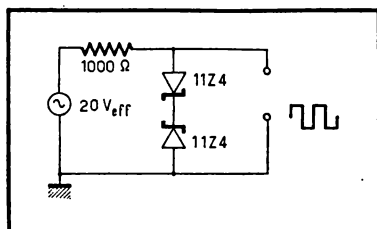
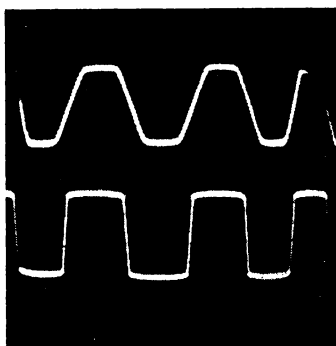


Fig. C-80. — Tension sinusoïdale écrêtée, avec amplitude d'attaque insuffisante (en haut) et correcte (en bas).

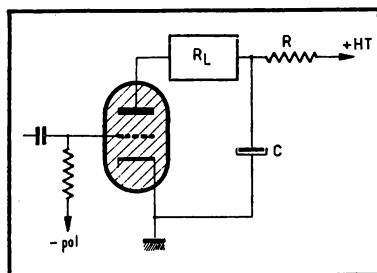
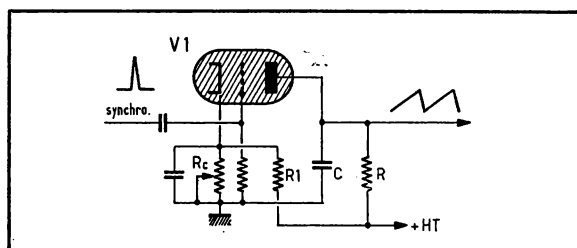


Fig. C-81. — Autoextinction d'un thyatron en courant continu par cellule RC.

le thyatron est bloqué, et le condensateur C se charge à travers la résistance R. Le potentiel de la plaque monte donc progressivement, et à une certaine valeur, le tube s'ionise et décharge rapidement le condensateur. Le potentiel de l'anode devient très faible, le thyatron se désamorce, et un nouveau cycle de charge commence. Aux bornes de C, on trouve une onde en dents de scie. Cette base de temps est facilement synchronisée par des impulsions positives appliquées à la grille qui avancent l'instant d'amorçage.

La caractéristique essentielle d'un thyatron est son *rapport de commande* qui est le rapport de la tension anodique à la polarisation provoquant le déclenchement. Ce rapport est fixe aux tensions normales de fonctionnement et de l'ordre de 10 pour les petits thyatrons triodes. Cela signifie que si la polarisation du thyatron de la figure C-82 est amenée à 20 V par la

Fig. C-82. — Base de temps simple à thyatron.



manœuvre de R_c , le tube s'amorce dès que sa tension anodique atteint 200 V. R_c détermine donc l'amplitude de la dent de scie.

Pour les commandes électroniques de faible puissance (relais, petits moteurs), on utilise de préférence des thyratrons tétrodes comme le type 2D21/PL21 qui est très répandu. La deuxième grille de ce tube est normalement reliée à la cathode ; mais d'autres connexions sont possibles, conférant au montage une certaine souplesse des caractéristiques. Les tétrodes ont un courant grille beaucoup plus faible que les triodes, et leur résistance de fuite de grille peut atteindre $10\text{ M}\Omega$; cette haute impédance d'entrée est souvent avantageuse. Le débit de la cathode est plus élevé aussi, il peut atteindre 100 mA pendant 30 s . Enfin, le rapport de commande est beaucoup plus élevé aussi, il est de 100 à 500 pour le 2D21 selon la valeur de la résistance de fuite et la caractéristique particulière du tube. La tension de déclenchement est donc beaucoup plus faible pour le thyatron tétrode que pour la version triode.

L'emploi des thyratrons comme redresseurs commandés et pour la commande de grandes puissances sera examiné au chapitre H.2. Le relais photoélectrique de la figure B-48 utilise bien un thyatron tétrode. La *minuterie électronique* de la figure C-83 est un autre exemple

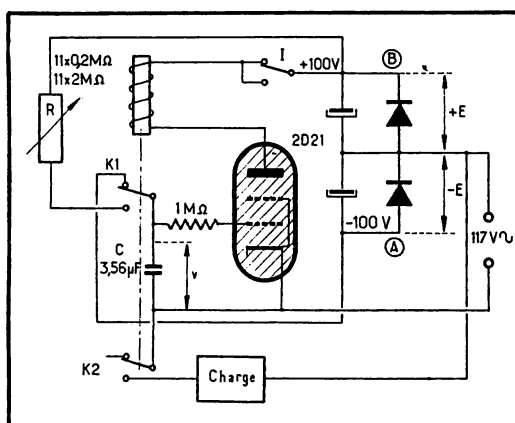


Fig. C-83. — *Minuterie à thyatron.*

d'application ; elle permet d'obtenir des intervalles de temps précis compris entre $0,5\text{ s}$ et plusieurs minutes.

Il existe de nombreuses minuterie électroniques basées sur le temps de charge ou de décharge d'un condensateur à travers une résistance variable étalonnée, principe qui est d'ailleurs aussi appliqué ici. Ces montages ont généralement l'inconvénient du temps variable en fonction de la tension de charge ; si cette dernière n'est pas stabilisée, le temps n'est pas défini avec précision. Cet inconvénient est évité ici en chargeant le condensateur C par des sources de tension de même valeur, branchées en sens inverse. Par le contact K_1 du relais actionné par le thyatron 2D21, C est d'abord chargé directement à -100 V (point A), puis déchargé à travers la résistance variable étalonnée R qui aboutit au $+100\text{ V}$ (point B). On démontre que le temps nécessaire pour que la tension v aux bornes de C passe de -100 V à 0 est indépendant de la tension réelle des deux sources $+E$ et $-E$ et donné par $t = 0,69 RC$, où t est en s, R en $\text{M}\Omega$ et C en μF . En choisissant $C = 3,56\text{ }\mu\text{F}$, on obtient des valeurs rondes pour R, constituée par une double décade $11 \times 0,2$ et $11 \times 2\text{ M}\Omega$, donnant des échelons de variation de $0,5\text{ s}$ pour la première et de 5 s pour la seconde. On couvre donc un intervalle de 60 s par échelons de $0,5\text{ s}$.

Quelques secondes après la mise sous tension, C étant branché par K_1 sur le $+100\text{ V}$, le thyatron s'amorce et actionne le relais. C est commuté sur le -100 V ; mais comme le thyatron est amorcé, la grille négative n'a pas d'action. Il faut interrompre momentanément le circuit plaque, ce qui est obtenu en actionnant l'inverseur à bascule (tumbler) I. Le thyatron est alors désamorcé, l'armature du relais retombe, C se charge à travers R connecté au $+100\text{ V}$. Au bout du temps t , $v = 0$, et le thyatron s'amorce à nouveau, mettant fin au délai.

Le contact K_2 du relais commute l'utilisation. Ce montage a été proposé comme minuterie de précision pour travaux photographiques (agrandisseurs), mais peut évidemment servir dans toute commande électronique. La commande manuelle par inverseur peut être remplacée par une impulsion négative appliquée à l'anode.

C. 17. — Thyratrons (à cathode froide)

Par l'absence d'un filament chauffant, la fiabilité et la longévité d'un thyatron à cathode froide dit aussi tube de relais est plus grande que celle de son homologue à cathode chauffée ; à l'état non-conducteur, sa consommation est nulle, et sa mise en marche est immédiate. De plus, sa puissance de commande est extrêmement réduite. En revanche, sa tension anodique limite $V_{\max}$ est plus faible que celle du thyatron à cathode chauffée, sa tension de fonctionnement V_1 est beaucoup plus élevée (de l'ordre de 100 V, contre 10 V environ), et sa tension de commande est élevée (environ 50 V).

Le tube relais est en fait un tube au néon auquel on a ajouté une électrode de commande G qui est habituellement un anneau placé entre l'anode filiforme et la cathode à grande surface (fig. C-84). En fonctionnement, la tension appliquée à l'anode doit être inférieure à

Fig. C-84. — Disposition des électrodes d'un thyatron à cathode froide

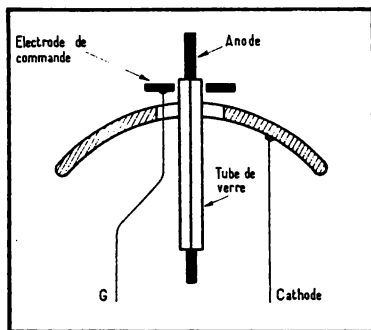
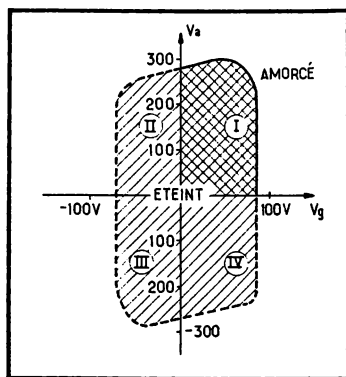


Fig. C-85. — Caractéristique d'un thyatron à cathode froide.

une valeur limite $V_{\max}$ (environ 330 V) au-dessus de laquelle le dispositif s'ionise comme un tube au néon normal, sans l'action de l'électrode de commande. Elle doit cependant être supérieure à la tension de fonctionnement V_1 au-dessous de laquelle l'ionisation n'est plus possible.

Le tube étant éteint, une impulsion positive appliquée à G provoque l'ionisation de l'espace compris entre G et la cathode, ce qui déclenche la décharge principale entre cathode et anode. Dès cet instant, l'électrode de commande n'a plus d'action sur la décharge qui ne peut être arrêtée qu'en réduisant momentanément la tension d'anode à une valeur inférieure à V_1 . Le tube amorcé présente une résistance interne faible, et des résistances série doivent être prévues pour limiter le débit. Si le débit autorisé est dépassé, la densité de courant en certains points de la cathode devient suffisante pour provoquer de l'émission thermique, et la décharge par lueur se transforme en un arc qui détruit le tube.

Le fonctionnement du tube ressort de sa caractéristique de déclenchement (fig. C-85).

Bien que la courbe fermée couvre les quatre quadrants I à IV, seul le quadrant I est recommandé pour le fonctionnement normal, avec des tensions positives pour l'anode (V_a) et l'électrode de commande (V_g). Le tube est éteint à l'intérieur de la région enfermée par la courbe, et amorcé à l'extérieur. Sur notre graphique, pour $V_a < 300$ V, il faut $V_g > 80$ V environ pour amorcer le tube, et cette valeur est indépendante de V_a . Pour réduire cette tension de commande élevée et rendre le tube plus sensible, on peut polariser G à 70 V par exemple ; il suffirait alors d'une impulsion d'une dizaine de volts pour provoquer le déclenchement.

Par ailleurs, la caractéristique de transfert d'amorçage (fig. C-86) montre que la tension

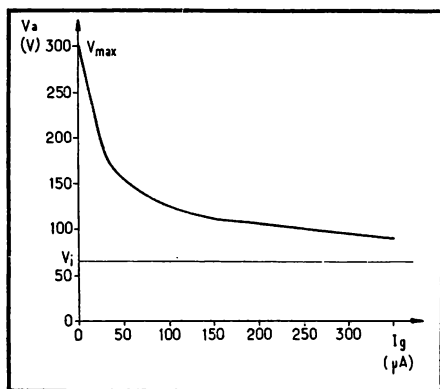


Fig. C-86. — Caractéristique de transfert d'amorçage d'un thyatron à cathode froide.

d'amorçage dépend fortement du courant I_g de l'électrode de commande : pour $I_g = 200 \mu A$, le tube s'amorce déjà à $V_a = 100$ V environ ; à $25 \mu A$, il faut 200 V environ, et dans le cas limite $I_g = 0$, on a $V_a = V_{max}$, ce qui correspond à l'amorçage (déconseillé) sans électrode de commande.

Les thyratrons à cathode froide peuvent être alimentés en courant continu et alternatif. Dans le montage de la figure C-87, la polarisation de l'électrode de commande est assurée par

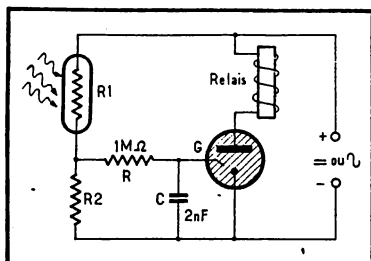


Fig. C-87. — Commande photoélectrique d'un relais par thyatron à cathode froide.

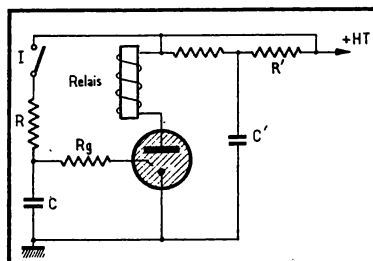


Fig. C-88. — Retardement de la fermeture d'un relais par thyatron à cathode froide.

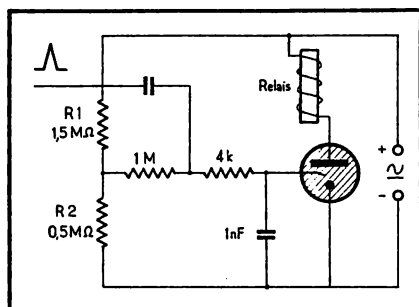
le diviseur de tension $R_1 R_2$. La résistance R charge la petite capacité C qui se décharge au moment de l'amorçage de G et débite ainsi le courant I_g sans charger le diviseur. C ne doit pas dépasser 5 nF environ. Si R_1 est une photorésistance (chapitre B. 11), l'illumination réduit sa valeur, G devient davantage positive, le tube s'ionise, et le relais fonctionne. (Si l'on veut faire fonctionner le relais à l'extinction de la lumière, il suffit d'inverser R_1 et R_2 .)

Si le montage est alimenté en courant alternatif, l'ionisation cesse dès que la cellule n'est plus éclairée. En courant continu, le tube reste amorcé jusqu'à ce que sa tension d'anode soit

rendue inférieure à V_1 , par coupure de la H. T. ou par une impulsion négative appliquée à l'anode.

La figure C-88 montre le schéma d'un simple relais retardé. A la fermeture de l'interrupteur I, le condensateur C de forte capacité se charge à travers la résistance R et, au bout d'un temps fonction de la constante de temps RC, le tube s'amorce. Une résistance R_g est nécessaire pour limiter le courant de l'électrode de commande. Dans ce montage alimenté en courant continu, le désamorçage est réalisé par l'élément R'C' que nous avons déjà examiné précédemment (fig. C-81).

Fig. C-89. — La polarisation du thyatron facilite le déclenchement.

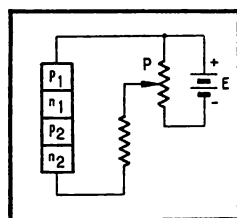


Dans le montage de la figure C-89, le tube est déclenché par une impulsion superposée à une polarisation par le diviseur $R_1 R_2$. En courant alternatif, comme le fonctionnement n'est possible que lorsque la polarisation et l'impulsion sont en phase, l'amorçage ne peut avoir lieu que dans le quadrant I, ce qui correspond aux spécifications du fabricant.

C. 18. — Thyristors et autres dispositifs commutateurs à l'état solide

La diode à 4 couches est un dispositif semiconducteur à deux bornes comprenant 3 jonctions entre les régions $p_1 n_1$, $n_1 p_2$ et $p_2 n_2$ (fig. C-90). Si l'on applique à ce dispositif une tension

Fig. C-90. — Diode à 4 couches.



dans le sens indiqué, les jonctions entre $p_1 n_1$ et $p_2 n_2$ sont connectées dans le sens direct, donc conductrices ; en revanche, la jonction centrale (entre n_1 et p_2) est placée en sens inverse, donc bloquée. Le dispositif ne laisse donc pas passer le courant.

Si l'on augmente maintenant la tension appliquée en manœuvrant le potentiomètre P, à un moment donné, le courant de fuite de la jonction centrale augmente, et le dispositif devient brusquement conducteur. Sa tension aux bornes, qui atteignait 80 V par exemple, tombe à environ 0,5 V : c'est la fermeture de l'interrupteur, précédemment ouvert. La figure C-91 reproduit cette caractéristique de fonctionnement de ce dispositif. La commutation se produit à la tension V_{BO} de claquage dans le sens direct. La chute de tension interne tombe immédiatement à une faible valeur et la conserve, à condition toutefois que le courant I soit au moins égal au courant de maintien I_0 . Si ce n'est pas le cas, la diode se bloque aussitôt de nouveau.

(Ce fonctionnement est analogue à celui d'un tube au néon qui reste éteint tant que la tension appliquée n'atteint pas la tension d'amorçage. Une fois allumé, ce tube ne peut être éteint qu'en réduisant sa tension aux bornes à une valeur inférieure à la tension de maintien.)

On accroît fortement l'utilité de cette diode en établissant une connexion avec l'une des couches intermédiaires n_1 ou p_2 qui devient alors l'électrode de commande (gate G). Le dispositif à 3 bornes ainsi obtenu s'appelle *thyristor*, redresseur commandé (au silicium), tristor, commutateur à 4 couches ou encore thyatron à l'état solide. (Les appellations, et aussi certaines caractéristiques, varient d'un fabricant à l'autre.) La figure C-92 montre la structure schématisée et le symbole du thyristor.

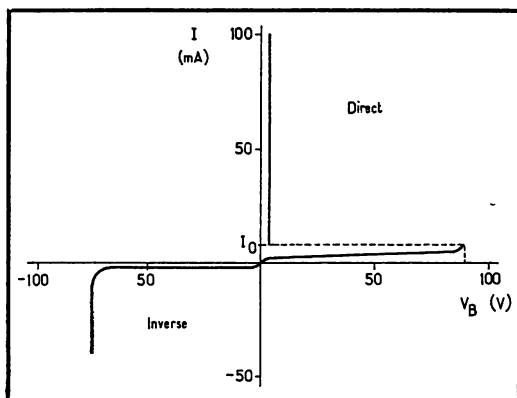


Fig. C-91. — Caractéristique d'une diode à 4 couches.

Avec l'interrupteur I ouvert (fig. C-92a), l'électrode de commande G n'est pas alimentée, et le dispositif se comporte comme la diode à 4 couches : pour le rendre conducteur, il faut lui appliquer une tension au moins égale à V_{BO} . C'est la caractéristique B A O C D E F de la figure C-93 qui correspond à la courbe unique de la figure C-91.

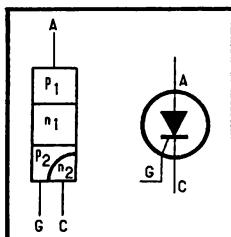


Fig. C-92. — Structure et symbole du thyristor.

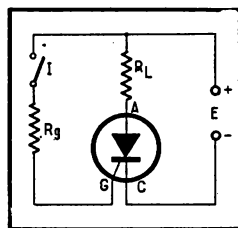
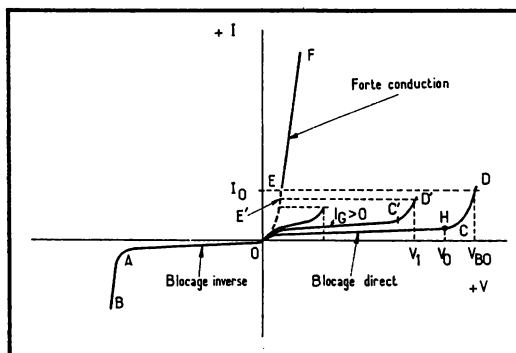


Fig. C-92a. — Montage fondamental d'un thyristor.

Si nous faisons maintenant passer un certain courant I_G par G, la caractéristique directe devient O C' D' E' F. La commutation se produit à une tension aux bornes $V_1 < V_{BO}$. L'augmentation de I_G réduit donc la tension de commutation et déplace le point D vers la gauche. Pour une valeur donnée de I_G , toute la région de blocage dans le sens direct disparaît, et on obtient la caractéristique normale d'un redresseur.

Cette particularité de la caractéristique explique l'utilisation du thyristor comme thyatron à l'état solide. On choisit une tension d'alimentation V_0 telle que $V_{BO} > V_0 > V_1$. Avec $I_G = 0$, le point de fonctionnement est alors H. Le thyristor est alors bloqué et ne laisse passer qu'un faible courant résiduel. A une certaine valeur (positive) de I_G , le point saute de H par C' à E' et vient se fixer sur la branche EF selon le courant imposé par la charge. Si ce courant est inférieur à I_0 , le thyatron se désamorce et revient en H. Si la résistance de charge est trop faible, I dépasse le courant limite autorisé, les jonctions s'échauffent exagérément, et le thyristor est détruit.

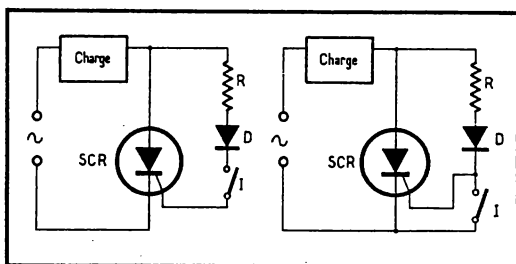
Fig. C-93. — Caractéristiques de commutation d'un thyristor.



Tout comme dans un thyatron[®] à gaz, l'électrode de commande n'a plus d'action sur la conduction une fois amorcée. Pour bloquer le thyristor, il faut réduire (du moins momentanément) son courant à une valeur inférieure à I_0 . C'est ce que se produit automatiquement à chaque période lorsque le dispositif est alimenté en courant alternatif. En courant continu, on peut soit interrompre le circuit, soit court-circuiter le thyristor à l'aide d'un interrupteur. Une impulsion judicieusement appliquée peut également désamorcer le dispositif.

Les applications des thyristors sont extrêmement vastes, et l'on peut raisonnablement s'attendre à une utilisation massive en électronique industrielle, et même dans les appareils électroménagers. Les schémas de base pour l'emploi en courant alternatif sont indiqués sur la figure C-94. (Il existe des thyristors utilisables directement sur 110 ou 220 V, éliminant

Fig. C-94. — Alimentation d'un thyristor (SCR) en courant alternatif.



le besoin d'un transformateur.) Le thyristor sert de relais de puissance commutant une charge R_L connectée en série. Au moment où nous écrivons (1965), la General Electric annonce le thyristor C-291, capable de « passer » une intensité de $470 A_{eff}$, avec une tension inverse de crête de 1200 V. Deux de ces dispositifs, alimentés directement par un réseau à courant alternatif $480 V_{eff}$, sont capables de commander une charge de 300 kW.

Dans le montage *a*, le thyristor est rendu conducteur à la fermeture de l'interrupteur I. La résistance R limite I_G . Le dispositif ne laisse passer le courant que pendant ses alternances de conduction, et la diode D empêche l'application d'une tension inverse à G pendant les alternances de non-conduction. (Cette diode peut d'ailleurs aussi être branchée entre électrode

de commande et cathode.) A l'ouverture de I , le dispositif, déjà désamorcé aux alternances négatives, ne se réamorce pas à l'alternance positive suivante. Dans le schéma *b*, l'interrupteur I' (normalement fermé) branche l'électrode de commande sur la cathode, et $I_G = 0$, tout comme avec I du schéma *a* ouvert. Pour rendre le thyristor conducteur, il faut ouvrir I' .

Comme I_G est très faible, le thyristor peut être commandé par un interrupteur à faible puissance (relais sensible, thermomètre à contact). Un capteur résistif (cellule photoconductrice, thermistance) peut être monté à la place de I ou I' et assurer la commutation sans contact (statique).

Le montage à deux thyristors de la figure C-95 est la version à deux alternances du schéma précédent, les thyristors SCR_1 et SCR_2 fonctionnant à tour de rôle pendant les alternances positives et négatives.

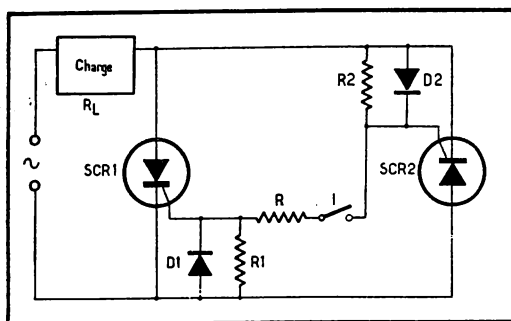


Fig. C-95. — Commutation bialternance par deux thyristors.

Les montages indiqués fonctionnent par « tout-ou-rien ». Or, en courant alternatif, on peut faire varier la puissance commandée en déplaçant le point d'amorçage du thyristor pendant l'alternance positive ; de toute manière, le désamorçage a lieu à la fin de l'alternance. En retardant l'amorçage, on réduit donc la puissance admise dans la charge. On peut ainsi faire varier la vitesse d'un moteur ou la brillance d'une source lumineuse. Ces applications sont examinées plus longuement dans la section H. Contentons-nous ici d'un exemple simple de variateur de puissance monoalternance (fig. C-96). Pendant l'alternance positive, le conden-

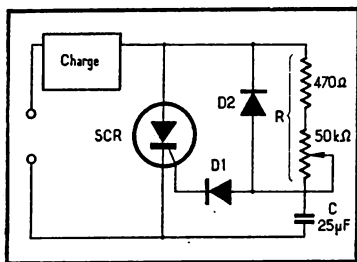
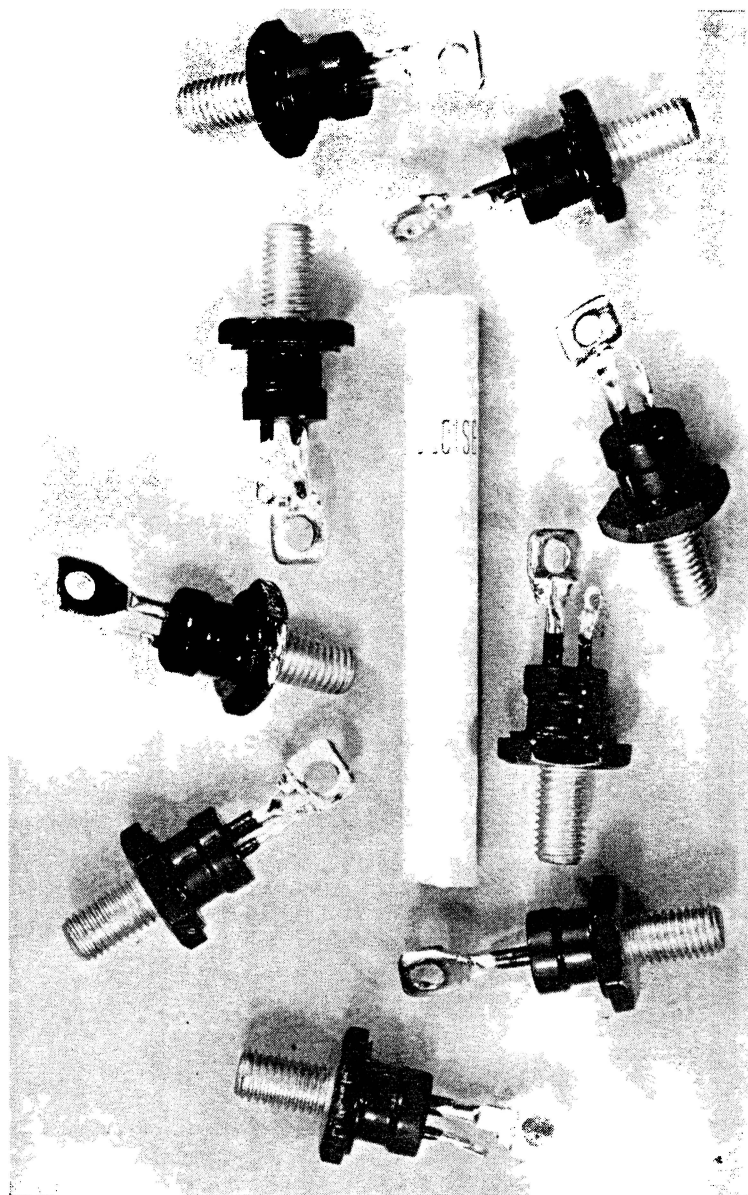


Fig. C-96. — Variateur de puissance monoalternance à thyristor.

sateur C se charge à travers la résistance R . Simultanément, la tension sur l'anode monte. A un instant donné, déterminé essentiellement par la constante de temps RC , un courant passe à travers D_1 dans l'électrode de commande, et le thyristor devient conducteur jusqu'à la fin de l'alternance. La résistance variable de $50\text{ K}\Omega$ permet de déplacer le point d'amorçage sur près de 180° et de faire varier ainsi la puissance redressée de zéro au maximum d'une manière progressive. Pendant l'alternance négative, C se charge dans l'autre sens et bloque ainsi le thyristor au début de l'alternance positive.

Le régulateur de vitesse de la figure C-97, proposé par General Electric pour un projecteur de cinéma, est une application de ce principe. Le thyristor SCR est monté en série avec



Thyristors 35 A. (SESCO)

l'inducteur et l'induit du moteur série (universel) et l'alimente en monoalternance. La puissance redressée, donc la vitesse du moteur, dépend de la durée de fonctionnement du S C R pendant l'alternance positive qui est fonction de la constante de temps $R C$ comme dans le montage précédent. R permet donc d'ajuster la vitesse. La tension aux bornes de $R C$ est stabilisée par une diode Zener $D Z$ pendant les alternances positives (diode D_1) pour éliminer l'effet des variations de la tension du réseau.

Une stabilisation de la vitesse préréglée est obtenue en appliquant la force contre-électromotrice développée par l'induit tournant en sens opposé à C . Pour que cette f. c. e. m. soit engendrée pendant les alternances négatives, l'inducteur est alimenté à travers D_3 et R_1 , le S C R étant bloqué.

On peut aussi amorcer un thyristor par une illumination suffisante d'une des jonctions, ce qui permet de le commander par un rayon lumineux à la place du signal électrique. Comme la photodiode, le *photothyristor* est logé dans un boîtier pourvu d'une fenêtre par laquelle le rayon lumineux peut éclairer la jonction. Ce dispositif minuscule peut remplacer une cellule photoélectrique et un thyatron, avec cependant une sensibilité plus faible.

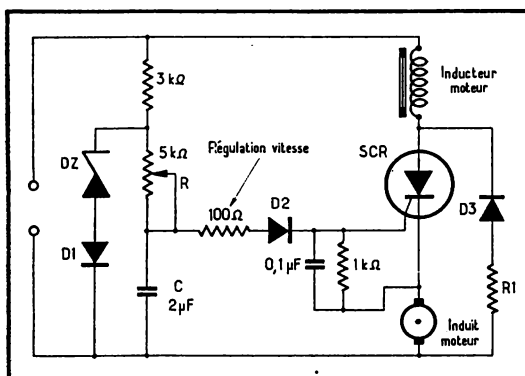


Fig. C-97. — Régulateur de vitesse à thyristor.

Plus récemment est apparu le *T R I A C* (1), un commutateur bidirectionnel à une seule électrode de commande se comportant comme deux thyristors connectés tête-bêche. Le *T R I A C* est un dispositif à trois électrodes T_1 , T_2 et G (électrode de commande) qui est rendu conducteur par un courant de commande positif ou négatif appliqué entre T_1 et G . La figure C-98 montre sa caractéristique. C'est la caractéristique de travail du thyristor (fig. C-93), répétée au III^e quadrant.

Cette propriété permet de simplifier considérablement les circuits de commande à courant alternatif. Ainsi, le montage à *T R I A C* de la figure C-99 commande la charge R_L aux deux alternances et remplace ainsi le montage à deux thyristors et deux diodes de la figure C-95. Le montage de la figure C-100 montre une commande progressive à variation de phase qui, grâce au *T R I A C*, est la version à deux alternances du montage monoalternance de la figure C-96. On y voit un autre dispositif nouveau, le *D I A C*, qui est un dispositif bidirectionnel qui devient conducteur lorsque la tension appliquée dépasse un certain seuil. Ensuite, la caractéristique a une pente négative. Le *D I A C* remplace la diode à double base dont nous allons parler maintenant.

C. 19. — La diode à double base (U J T)

Décidément, le petit monde des dispositifs semiconducteurs est au moins aussi complexe que celui des tubes... La diode à double base (unijunction transistor, U J T) est un autre

(1) Le *T R I A C* et le *D I A C* sont des mises au point *General Electric* distribuées en France par la *S E S C O*.

dispositif à trois électrodes : émetteur (E), base 1 (B_1) et base 2 (B_2) ayant une caractéristique de forme particulière qui le prédispose aux oscillations de relaxation. On l'utilise fréquemment comme déclencheur dans les montages à thyristors.

Fig. C-98. — Caractéristique du commutateur bidirectionnel TRIAC

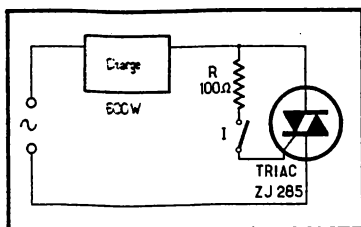
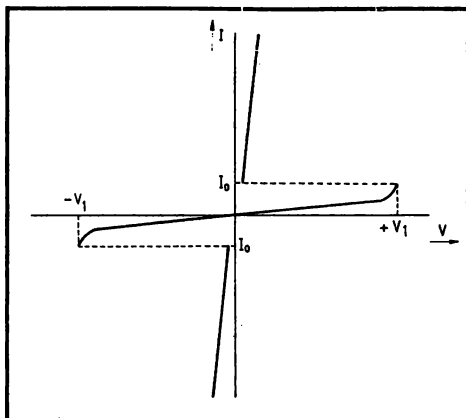


Fig. C-100. — Commande bialternance à variation de phase.

Fig. C-99. — Commutation des deux alternances par TRIAC

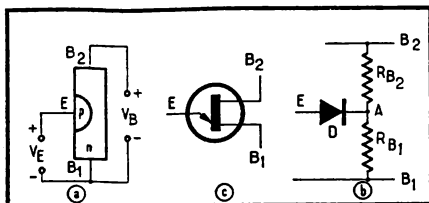
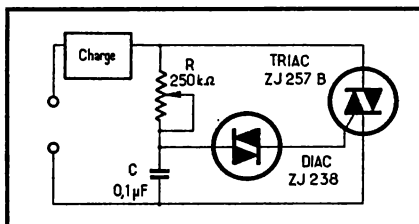


Fig. C-101. — Structure, symbole et circuit équivalent d'une diode à double base.

Un UJT est constitué par un barreau de germanium ou de silicium type n portant à ses extrémités des contacts ohmiques B_1 et B_2 . Au milieu se trouve une région p qui forme ainsi une diode $p-n$ (fig. C-101, *a*). Le tout se comporte comme un diviseur à résistances R_{B1} , R_{B2} au point milieu A duquel est branchée la diode D (schéma *b*). B_1 étant le point commun entre l'entrée et la sortie, on applique des tensions positives à E et B_2 . Tant que le potentiel de A, soit V_A , est inférieur à V_E , la diode est bloquée. Avec un courant émetteur I_E nul, on a par exemple $R_{B1} = 4600 \Omega$. Lorsque $V_A > V_E$, la diode devient conductrice, un courant passe de E à B_1 et R_{B1} diminue. A $I_E = 50 \text{ mA}$, on a par exemple $R_{B1} = 40 \Omega$ seulement.

La caractéristique $V_E = f(I_E)$ que reproduit la figure C-102 présente donc une partie MN négative (l'augmentation de I_E correspond à une diminution de V_E), condition essentielle pour engendrer des oscillations.

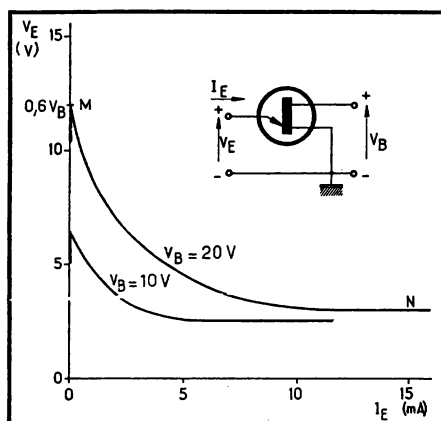


Fig. C-102. — Caractéristiques V_E/I_E d'une diode à double base.

Le schéma fondamental du relaxateur à UJT est représenté sur la figure C-103. Le condensateur C se charge à travers la résistance R et V_E augmente progressivement. Lorsque $V_E = V_A$, la jonction devient conductrice, R_{B1} diminue, et C se décharge rapidement à travers R_1 . La décharge terminée, V_E remonte, et le jeu recommence. Les formes d'onde recueillies sur les électrodes de l'UJT sont indiquées : une dent de scie approximative sur l'émetteur, et des impulsions de polarité opposée sur B_1 et B_2 . La fréquence de récurrence est fonction de la constante de temps RC. Ce montage est utilisé comme générateur d'impulsions de déclenchement, comme minuterie et comme base de temps (en lui adjoignant toutefois un circuit de linéarisation). Ce relaxateur peut être synchronisé par des impulsions négatives appliquées à E.

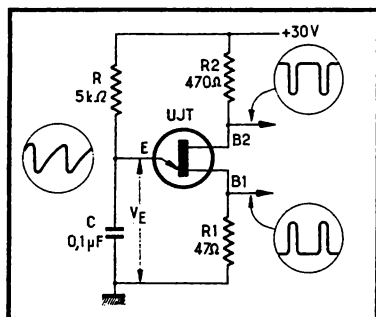
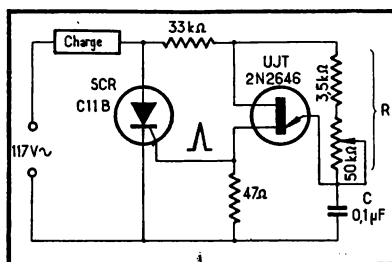


Fig. C-103. — Relaxateur à diode à double base (UJT).

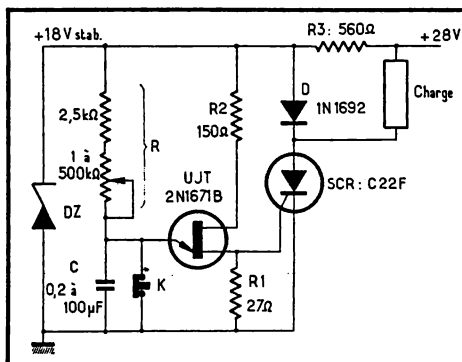
Fig. C-104. — Commande d'un thyristor par diode à double base.



La figure C-104 montre un schéma simple de la commande d'un thyristor SCR par une diode à double base UJT, montage branché directement sur le réseau 120 V. C se charge à travers R et amorce l'UJT qui envoie l'impulsion d'enclenchement à l'électrode de commande du SCR. La fin de l'alternance positive désamorce le SCR.

Légèrement modifié, mais alimenté en courant continu, ce montage devient un temporisateur réglable avec une bonne précision (fig. C-105). En appuyant sur le poussoir K, on décourt-circuite le condensateur C et, après un temps déterminé par $R C$, l'UJT s'amorce et enclenche le S C R. Toute la tension d'alimentation (moins la faible chute de tension aux bornes du S C R) apparaît alors sur la charge. La diode D assure avec la résistance série R_3

Fig. C-105. — Temporisateur à thyristor et diode à double base.



le courant de maintien I_o en cas de débranchement de la charge. La diode Zener D Z stabilise la tension de fonctionnement.

Dans ce chapitre et le précédent, nous n'avons fait qu'effleurer un sujet très vaste. On trouvera ailleurs (1) une copieuse documentation sur les S C R et U J T.

C. 20. — Dispositifs non-linéaires

Une résistance normale (« linéaire ») est définie par la loi d'Ohm $R = E/I$; si E ou I varie, le rapport E/I reste toujours constant et égal à R . On appelle « non-linéaires » tous les dispositifs dont la résistance varie en fonction de la tension appliquée ou du courant qui la traverse, et qui ne suit donc pas la loi d'Ohm. Ces dispositifs sont très utilisés dans les systèmes de commande et de régulation où ils servent soit à stabiliser des tensions ou courants, soit à exagérer leur variation et fournir ainsi un signal d'erreur de bonne amplitude, utilisable dans de bonnes conditions pour la régulation.

En y regardant de près, les résistances parfaitement linéaires sont rares. Toute résistance varie avec la température, et cette variation est caractérisée par son coefficient de température (en $\%/^{\circ}C$) qui peut être positif ou négatif. Les métaux purs ont un c. d. t. relativement élevé et positif (0,4 $\%/^{\circ}C$ pour le cuivre par exemple). Certains alliages comme le *constantan* et le *manganin* ont un c. d. t. très faible, de 1 à $2 \times 10^{-5}/^{\circ}C$; on les réserve aux résistances de précision.

Un composant à c. d. t. positif très courant et facile à utiliser est la lampe d'éclairage à filament métallique. Comme le montre la courbe de la figure C-106, la résistance d'une telle lampe passe de 200 Ω environ à l'état froid à quelque 1500 Ω à chaud. Les lampes 110 V à puissance plus grande ont une résistance plus faible et une inertie thermique plus grande à cause de la masse plus grande du filament plus gros. Les figures C-55 et 56 donnent des exemples d'emploi d'une telle lampe pour la stabilisation d'amplitude d'un oscillateur.

La *thermistance* est une résistance non-linéaire composée d'oxydes métalliques frittés; elle présente un c. d. t. négatif relativement élevé (de l'ordre de 4 $\%/^{\circ}C$). La courbe d'une telle thermistance dont la résistance à 20 $^{\circ}C$ est de 100 000 Ω environ est tracée sur la même figure C-106. Ces thermistances sont fabriquées avec des résistances à 20 $^{\circ}C$ allant de quelques ohms à 0,2 M Ω environ. Elles existent sous forme de bâtonnets, disques et perles de moins

(1) Le S C R Manual de la *General Electric* par exemple, auquel nous sommes redevables de nombreux schémas, et que l'on peut obtenir par la *S E S C O*.

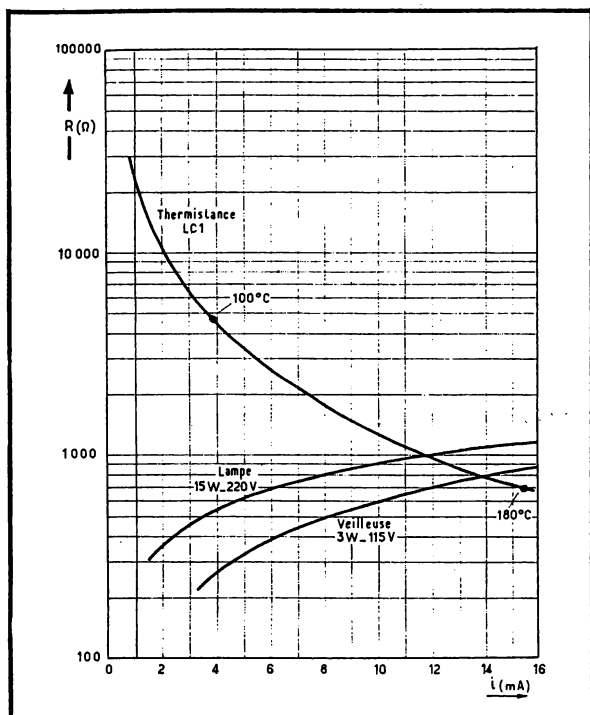
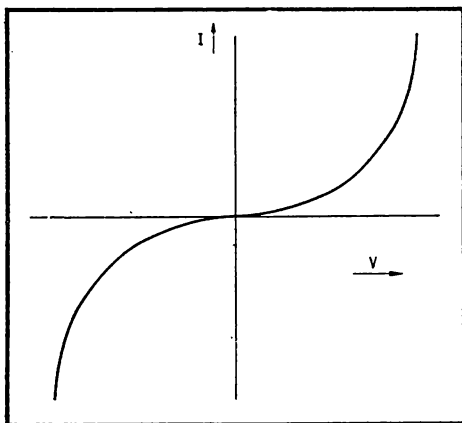


Fig. C-106. — Variation de résistance d'une thermistance et de deux lampes d'éclairage

Fig. C-107. — Variation de la résistance d'une varistance en fonction de la tension appliquée.



de 1 mm de diamètre. Ce dernier modèle a une constante de temps relativement faible, mesurée en secondes, contre des minutes pour les autres modèles. La variation de résistance peut être provoquée par le passage du courant (effet Joule) ou par chauffage direct (capteur de température).

La varistance, thyrite ou V D R est un autre composant non-linéaire. Sa résistance diminue fortement lorsqu'augmente la tension appliquée. On l'utilise comme parafoudre à l'état

solide pour la protection de composants délicats contre les surtensions. Branchée en parallèle sur un tel composant, la thyrite le court-circuite lorsque la tension appliquée dépasse une certaine valeur. Le coefficient (négatif) de tension se prête bien à la réalisation de systèmes de régulation. La figure C-107 montre la caractéristique $I = f(V)$ d'une varistance.

Fig. C-108. — Comparaison de l'allure des caractéristiques des différents types de diodes.

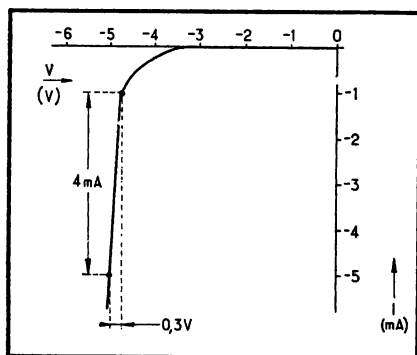
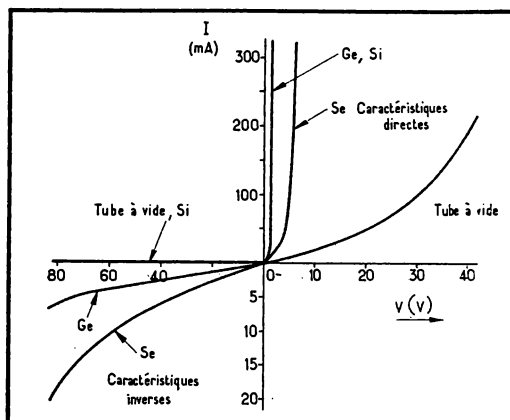


Fig. C-109. — Caractéristique inverse d'une diode Zener.

Les dispositifs non-linéaires examinés jusqu'ici ne sont pas polarisés ; ils sont donc utilisables indifféremment en courants continu et alternatif. Les diodes semiconductrices, à vide ou à gaz sont des dispositifs fortement non-linéaires. De plus, elles sont polarisées. Le courant passe dans le sens direct, et ne passe pas du tout, ou mal, dans le sens inverse.

La figure C-108 permet de comparer les caractéristiques des principaux diodes et redresseurs. (Attention, les échelles positives et négatives ne sont pas les mêmes !) Dans le sens direct (conduction), les diodes au germanium (Ge) et au silicium (Si) redressent déjà des courants importants sous une tension inférieure à 1 V. Le redresseur au sélénium (Se) est bien moins efficace aux faibles tensions, sa résistance interne est plus grande. Enfin, le tube à vide (5 U 4) a une chute de tension interne considérable.

Dans le sens inverse, c'est le tube à vide qui se comporte le mieux ; son courant inverse est nul. Le silicium s'en rapproche beaucoup. Le germanium est un peu moins favorable, et le sélénium a le courant inverse le plus élevé. Tous ces modèles sont cependant satisfaisants, à condition de les choisir en fonction de la tension inverse de crête rencontrée.

La diode Zener est un type de diode au silicium ayant une caractéristique inverse particulière, représentée sur la figure C-109. (C'est elle qui est utilisée en régulation, la caracté-

ristique directe est celle de toute diode au silicium.) Aux faibles tensions, le courant inverse est pratiquement nul. Puis brusquement, à un seuil dit *tension de Zener* (environ -5 V sur notre figure), le courant augmente rapidement (de 4 mA pour une augmentation de tension de $0,3\text{ V}$ sur notre courbe, ce qui fait une *résistance différentielle* $dV/dI = 75\ \Omega$). Si la résistance série n'est pas suffisante pour limiter l'intensité à une valeur acceptable, la diode est détruite.

Avec une résistance série R_s , cette diode Zener DZ forme un stabilisateur de tension continue (fig. C-110). Cet ensemble constitue une cellule d'atténuation. Avec $R_s = 7500\ \Omega$

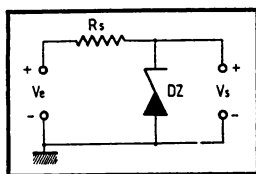


Fig. C-110. — Stabilisation de tension par diode Zener.

et une résistance différentielle de $75\ \Omega$ pour DZ , les variations de tension sont réduites à $1/100$ de leur amplitude initiale.

En intervertissant la résistance et la diode, nous arrivons à un montage qui exagère les variations et procure ainsi un signal d'erreur de bonne amplitude au dispositif correcteur (fig. C-111). Ici, la résistance R doit être faible devant la résistance différentielle de la diode

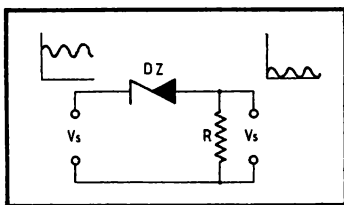
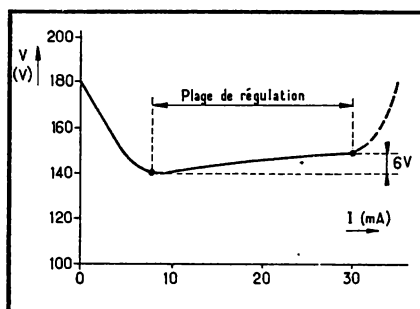


Fig. C-111. — Montage à diode Zener mettant les fluctuations en évidence.

Fig. C-112. — Caractéristique d'un tube régulateur à gaz.

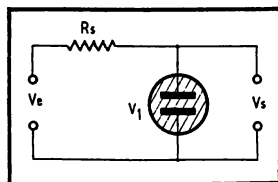


Zener. Dans ces conditions, on retrouve aux bornes de DZ une tension constante légèrement inférieure à V_e , et toutes les fluctuations de V_e apparaissent aux bornes de sortie. Pour faire de la régulation, il suffit de les amplifier pour les réinjecter dans l'entrée en contre-réaction.

Il existe des diodes Zener pour la stabilisation de tensions allant de quelques volts à 100 V environ. Mais les diodes de 5 à 6 V ont la résistance différentielle la plus faible et un c. d. t. pratiquement nul et sont de ce fait préférées. Aux tensions de 65 à 150 V , on utilise le tube *stabilisateur à gaz*, communément appelé tube au néon. La caractéristique d'un tel tube est représentée sur la figure C-112. Pour amorcer le tube, il faut lui appliquer une tension V_a

bien supérieure à sa tension de fonctionnement normal. Si la résistance série R_s du schéma d'utilisation (fig. C-113) est suffisamment grande, la tension aux bornes du tube diminue

Fig. C-113. — Montage d'un tube stabilisateur à gaz.



aussitôt, et on trouve alors le segment de courbe MN sensiblement linéaire dans lequel la variation relativement élevée de I (de 5 à 30 mA) correspond à une variation de tension de seulement 6 V (pour un type de tube donné), ce qui correspond à une résistance différentielle de 240 Ω . (Au centre, plus aplati, de la caractéristique, la résistance différentielle est de 100 Ω environ.) Au-delà du point N, le courant augmente rapidement, et le tube est détruit si on le laisse fonctionner dans cette région.

Au dispositif utilisé près, les montages stabilisateurs à diode Zener et à tube à gaz sont les mêmes (fig. C-110 et 113). En inversant le tube et la résistance, on met en évidence les variations de V_e .

D — CONTROLE, TRI ET COMPTAGE AUTOMATIQUES

D. 1. — Philosophie générale

Les opérations modernes de fabrication sont accompagnées d'actions accessoires, mais cependant vitales, comme l'inspection du contrôle de qualité, le tri et le rejet des pièces ne satisfaisant pas au cahier des charges et le comptage des produits finis. Dans la production d'objets délicats et compliqués comme les dispositifs semiconducteurs, il arrive que chaque opération de fabrication soit suivie d'une opération de contrôle.

Le comptage automatique n'est plus nouveau. On n'imagine même plus qu'une personne puisse compter toute la journée des objets défilant sur une bande de convoyeur ; au bout d'une heure, le comptage serait déjà faux. Un compteur automatique ne se trompe jamais — et revient d'ailleurs nettement moins cher qu'un compteur humain.

Le cas du contrôle automatique est déjà plus compliqué. Le nombre de choses à vérifier, le type d'inspection et les règles déterminant la décision d'acceptation ou de rejet sont infinis. Le contrôle automatique est parfait pour de simples opérations de routine comme la vérification dimensionnelle. Le jaugeage automatique de pièces mécaniques en fabrication peut être rapide, précis et économique. Mais réfléchissons à la possibilité de réalisation d'une machine pour le contrôle final de vêtements de confection. Un ouvrier spécialisé effectuera probablement ce travail plus économiquement (car tout peut être réalisé, c'est uniquement une question de prix), et serait même capable de juger si le vêtement terminé a du chic.

Une *trieuse* est un système qui reçoit d'un dispositif de contrôle auquel il est asservi l'ordre d'acceptation ou de rejet et sépare en conséquence les lots acceptés des lots rejetés en les dirigeant sur des bacs, convoyeurs ou tas appropriés. Ces trieuses, analogues à des aiguillages, sont des *actionneurs* à commande électrique (électroaimants ou moteurs), hydrauliques ou pneumatiques (à cylindre et piston).

En plus du simple contrôle de conformité, le système d'inspection est avantageusement utilisé pour vérifier le fonctionnement correct de la chaîne de production en amont. Ainsi par exemple, des erreurs dimensionnelles répétées peuvent être dues à un outil cassé, usé ou déréglé. Au bout d'un nombre (préréglé) d'erreurs, le système ne se contente plus de rejeter les pièces défectueuses ; il arrête toute la chaîne et donne l'alerte. Ainsi, le contrôle automatique peut déjà remplir une fonction de supervision automatique de la production.

D. 2. — Différentes classes de systèmes de contrôle

Pour éviter toute ambiguïté dans l'interprétation des résultats des mesures, le système de contrôle doit être conçu pour prendre des décisions claires dans un jeu de conditions

donné. Ainsi, il suffit souvent de savoir si un objet doit être accepté ou non. Dans ce cas, on peut se contenter de la simple indication (binaire) *bon* — *mauvais*, ce qui conduit à la commande la plus simple pour l'actionneur de tri.

Dans le cas de pièces usinées, seules les pièces aux cotes exactes sont utilisables. Mais, tandis que les pièces trop courtes ou de diamètre trop faible sont à diriger sur le rebut, les pièces trop longues ou trop épaisses valent souvent la peine d'être renvoyées en amont pour une nouvelle passe d'usinage. Le système de contrôle prendra alors l'une des trois décisions *bon*, *fort* ou *faible* et commandera un dispositif d'aiguillage à trois directions selon le principe indiqué sur la figure D-1.

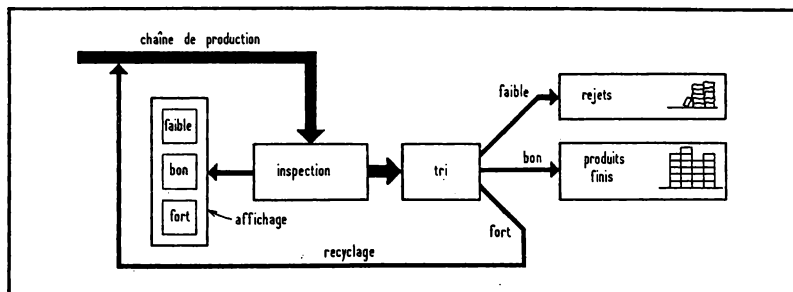


Fig. D-1. — Principe de fonctionnement d'un système automatique de vérification et de tri.

Dans le contrôle de composants électroniques comme les résistances, condensateurs, diodes et transistors, on trie souvent les pièces en fonction des tolérances par rapport à la valeur nominale. Ainsi, la valeur des résistances et condensateurs accuse toujours une certaine dispersion. Avec un pont de pour cent automatique, on peut les classer en catégories $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ et $\pm 20\%$ et satisfaire ainsi des clients prêts à payer plus cher un composant à tolérances étroites.

Dans la fabrication des transistors, la dispersion de certains paramètres comme l'amplification en courant β est considérable, et il n'est pratiquement pas possible de la réduire. On passe alors tous les transistors dans un automate de mesure qui les classe par catégories, par exemple $20 < \beta < 40$, $40 < \beta < 60$ et $60 < \beta < 80$. Au marquage faisant suite au tri, ces lots reçoivent des désignations différentes selon la catégorie et sont vendus à des prix différents. Cette pratique explique peut-être en partie le foisonnement actuel des types de transistors.

Un système de contrôle automatique comprend toujours un dispositif d'affichage optique de la décision de classement. Les instruments à échelle graduée, difficiles à lire, ne sont utilisés que pour le contrôle de très petites séries. Une aiguille se déplaçant devant des secteurs de couleur différente procure une perception plus immédiate et moins erronée. Mais des voyants lumineux (portant si possible des inscriptions) sont à préférer. Ce système peut commander l'aiguillage automatique des pièces. Dans ce cas, tout le tri peut se faire sans intervention humaine, et le dispositif d'affichage ne sert plus qu'à contrôler le bon fonctionnement de la trieuse automatique.

Il existe (ou l'on peut concevoir) des équipements de contrôle de composants, de sous-assemblages comme les amplificateurs ou étages de comptage montés sur châssis ou tiroirs enfichables, et même de systèmes entiers plus ou moins complexes. Il peut y avoir un seul paramètre à vérifier, aussi bien qu'un grand nombre de grandeurs. En règle générale, on n'effectue que les mesures indispensables et on se garde d'exagérer la précision de mesure, car avec une complexité croissante, la fiabilité du système diminue, et son coût augmente.

D. 3. — Commutateurs pas-à-pas pour contrôles séquentiels

Le pas-à-pas, largement utilisé dans les centraux téléphoniques automatiques, est un commutateur multidirectionnel à commande électromagnétique. Comme le montre la figure D-2, ce dispositif comprend un ou plusieurs bancs de contacts fixes disposés sur un

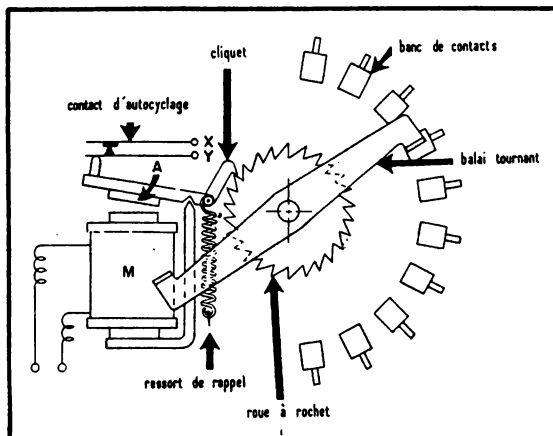


Fig. D-2. — Mécanisme d'un commutateur pas-à-pas.

arc de cercle en plans superposés et balayés par des bras de contact mobiles autour du centre du cercle. Les balais de contact tournant sont solidaires d'une roue à rochet sur laquelle s'appuie un cliquet lié à l'armature A d'un électroaimant. Si l'on envoie un courant dans l'enroulement de ce dernier, l'armature est attirée, et le cliquet monte la pente de la dent et se place derrière elle. A la coupure du courant, le ressort de rappel, bandé par l'attraction de l'armature, se détend et tire le cliquet vers le bas. La roue à rochet avance d'une dent, et les balais passent sur le contact suivant. A la fin de chaque impulsion de courant dans l'enroulement d'excitation, le commutateur avance d'un pas, d'où son nom.

Utilisé avec un peu d'astuce, le pas-à-pas permet de résoudre de très nombreux problèmes. L'appareil porte deux contacts X et Y, normalement fermés, qui s'ouvrent lorsque l'armature est attirée. Si l'on alimente la bobine en courant continu en série avec les contacts X Y, l'aimant attire son armature, les contacts s'ouvrent et coupent le courant, l'armature remonte, les balais avancent d'un pas et les contacts X Y, refermés, alimentent à nouveau la bobine. C'est l'*autocycle*, les bras tournent continuellement d'un mouvement saccadé et établissent successivement le contact avec toutes les directions. Pour augmenter le temps de fermeture des contacts balayés et ralentir quelque peu la vitesse de rotation des bras, on shunte la bobine par un condensateur de forte capacité (100 μ F par exemple).

L'arrêt à la fin d'un cycle peut être obtenu par le montage de la figure D-3. Tous les contacts d'un banc K sauf un (K_5 ici) sont reliés ensemble et branchés en série avec le « moteur ». Au branchement de la source, le bras se met en mouvement saccadé, mais s'arrête sur K_5 , le circuit étant coupé. Il suffit d'appuyer sur le poussoir P, dont les contacts sont normalement ouverts, pour fermer le circuit et faire démarrer le pas-à-pas qui s'arrêtera à nouveau sur K_5 . Le commutateur s'arrête donc automatiquement à la fin du cycle (homing) et repart toujours du même point.

Le montage à l'état solide de la figure D-4 (1) permet de faire varier dans de larges limites (entre un pas en 5 s et 15 pas/s) la vitesse d'avancement du pas-à-pas. Le montage directement branché sur le réseau alternatif utilise pour la commutation de la bobine motrice un

(1) Solid-State Driver, fabriqué par *Electro-Seal Corp.*, Des Plaines, III. (U.S.A.).

thyristor S C R enclenché par une diode à double base U J T. Le délai d'amorçage de l'U J T est fonction de la constante de temps des éléments R C, réglable par la résistance variable R.

Au moment du branchement, les contacts X Y sont fermés, mais le S C R n'est pas conducteur, et l'enroulement L n'est pas excité. Au bout d'un temps t , l'U J T s'amorce (voir chapitre C. 19) et envoie au S C R une impulsion d'enclenchement. L est excité, le contact X Y s'ouvre et interrompt l'alimentation de L, désamorçant simultanément le S C R. Les bras de contact avancent alors d'un cran.

Fig. D-3. — Auto-cyclage et arrêt en fin de cycle d'un pas-à-pas.

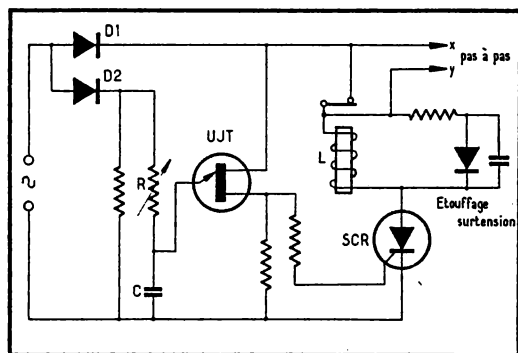
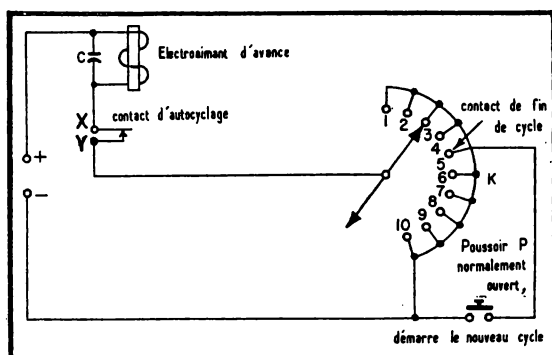


Fig. D-4. — Commande de la vitesse d'avancement d'un pas-à-pas.

La résistance R est extérieure au montage. A l'aide d'un banc de contacts du pas-à-pas, on peut brancher une résistance déterminée sur chaque position et fixer ainsi à volonté la durée de chaque échelon individuel. On réalise ainsi un *temporisateur programmé* affectant à chacune d'une série d'opérations consécutives une durée voulue.

D. 4. — Contrôle automatique de câblage par pas-à-pas

Les montages électroniques, et même certains appareils électroménagers compliqués comme une machine à laver automatique, contiennent un câblage plus ou moins complexe dont il faut vérifier l'isolement entre conducteurs et par rapport à la masse ainsi que la continuité des conducteurs. Effectuée manuellement et point par point, une telle vérification peut être longue à faire.

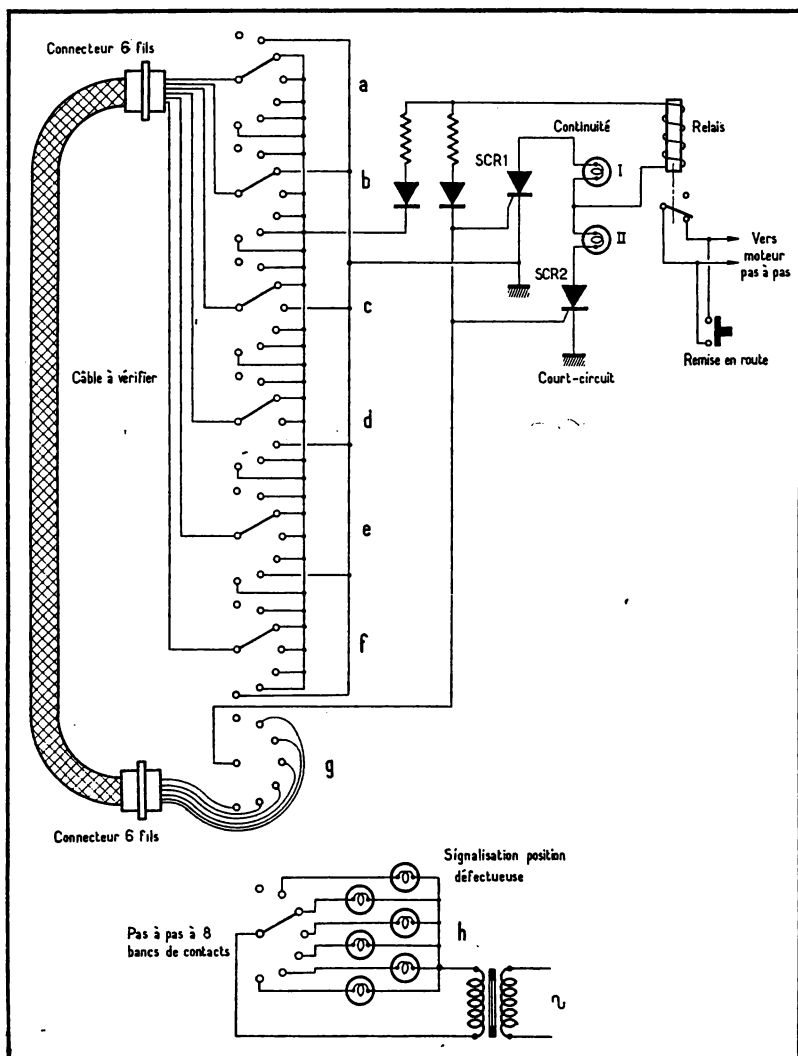


Fig. D-5. — Système de vérification automatique d'un câble multiconducteur (la borne supérieure du relais est reliée à la tension alternative d'alimentation).

Un montage pour la vérification automatique de câbles à 6 conducteurs à l'aide d'un pas-à-pas à autocyclage est montré sur la figure D-5. A l'aide des bancs de contacts a à g, chaque broche d'un connecteur est successivement essayée du point de vue continuité avec la broche correspondante de l'autre connecteur, et du point de vue isolement par rapport à tous les autres pieds réunis. Les thyristors SCR_1 (continuité) et SCR_2 (court-circuit) sont montés selon les schémas a et b de la figure C-94 ; ils sont normalement désamorçés. Dans le cas

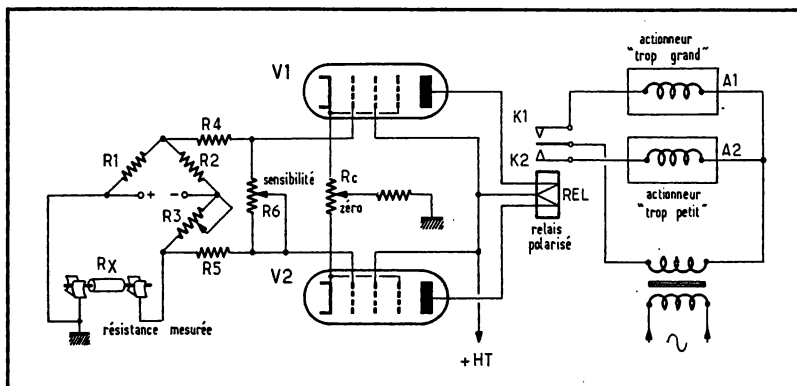


Fig. D-6. — Banc de tri automatique de résistances.

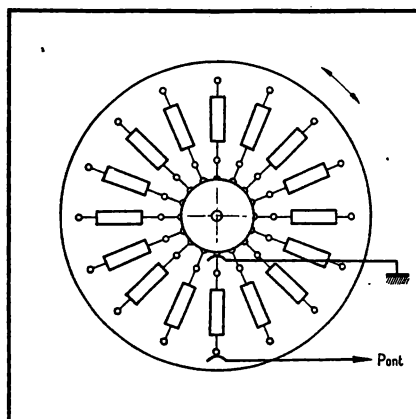


Fig. D-7. — Dispositif pour le branchement automatique des résistances à vérifier.

d'une coupure entre les broches correspondantes des deux connecteurs, l'électrode de commande de $S C R_1$ n'est plus à la masse, le thyristor s'amorce et excite le relais dont les contacts interrompent l'alimentation du pas-à-pas qui s'arrête sur la position correspondant au défaut.

S'il y a un court-circuit ou une fuite importante entre la broche essayée et toutes les autres réunies, $S C R_2$ s'amorce et excite le relais qui arrête le pas-à-pas. Par des voyants I et II en série avec $S C R_1$ et $S C R_2$, on est informé de la nature du défaut, coupure ou court-circuit. Un banc de contacts h branche des voyants permettant d'identifier la position défectueuse. Si tout est correct, le pas-à-pas poursuit sa course jusqu'à la fin sans s'arrêter.

D. 5. — Contrôle en série de résistances

Des résistances de toute nature peuvent être triées automatiquement par valeur au moyen du montage de la figure D-6. Dans une trieuse automatique à grand débit, le dispositif engageant les fils de la résistance à mesurer R_X dans les pinces de mesure peut être la partie la plus compliquée de toute la machine. On utilise notamment des entonnoirs vibrants à gorge hélicoïdale à la sortie de laquelle les composants se présentent alignés, l'un derrière l'autre. Un dispositif simple de transfert les place ensuite entre les pinces. On utilise aussi un disque sur lequel les résistances sont disposées radialement (fig. D-7). Un contact élastique branche une résistance après l'autre sur le pont, en avançant chaque fois le disque d'un cran.

La résistance R_x est branchée sur le pont de Wheatstone comprenant les résistances égales R_1 et R_2 formant les bras de proportion $a/b = 1$ et la résistance étalon R_3 égale à la valeur nominale de R_x . Un amplificateur à courant continu V_1 , V_2 est branché sur la diagonale « galvanomètre » du pont. Un relais polarisé est connecté entre les plaques. Pour $R_x = R_3$, la tension d'erreur est nulle, le relais n'est pas excité et sa lame est centrée entre les contacts K_1 et K_2 . Dès que l'écart entre R_x et R_3 dépasse une certaine valeur (la tolérance admise, par exemple $\pm 10\%$), le contact K_1 ou K_2 se ferme selon le sens du déséquilibre, alimentant l'actionneur A_1 (trop grand) ou A_2 (trop petit). Ces actionneurs sont des électroaimants qui éjectent la résistance dans le bac réservé aux trop grandes, ou trop petites résistances respectivement. Les résistances non éjectées sont bonnes, elles n'excèdent pas les tolérances.

L'amplificateur constitue un deuxième pont qui est équilibré par le potentiomètre R_c entre cathodes, servant de remise à zéro. Le réseau R_4 , R_5 , R_6 constitue un atténuateur. En manœuvrant R_6 , on fixe la tolérance en pourcentage dont le dépassement provoque le fonctionnement du relais.

La tension d'erreur à la sortie du pont est proportionnelle à la tolérance fixée et à la tension d'alimentation du pont. Si cette tension d'erreur est très faible, le gain du simple étage symétrique de la figure D-6 est insuffisant pour actionner le relais polarisé au dépassement de la tolérance fixée. On recourt alors aux amplificateurs à courant porteur qui ne posent pas de problème de dérive (chapitres C. 6 et 7).

D. 6. — Contrôle de composants réactifs

Les composants capacitifs ou inductifs sont mesurés sur l'un des ponts à courant alternatif décrits au chapitre A. 12, généralement alimenté en basse fréquence (50 à 1000 Hz). Rappelons qu'il y a alors deux conditions d'équilibre à satisfaire, une résistive et une réactive. Le type particulier de pont est choisi en fonction de la commodité d'équilibrage, chaque type de pont étant particulièrement avantageux pour certaines mesures et moins approprié pour d'autres (ce qui explique le nombre de types dont l'emploi est justifié selon les conditions). En vérification de série, les écarts entre composants sont généralement faibles, et on peut souvent se contenter de n'effectuer qu'une seule opération d'équilibrage.

Comme l'amplificateur est à courant alternatif, il n'y a aucune difficulté à obtenir le gain nécessaire sans dérive. La figure D-8 montre le schéma d'un pont à courant alternatif à

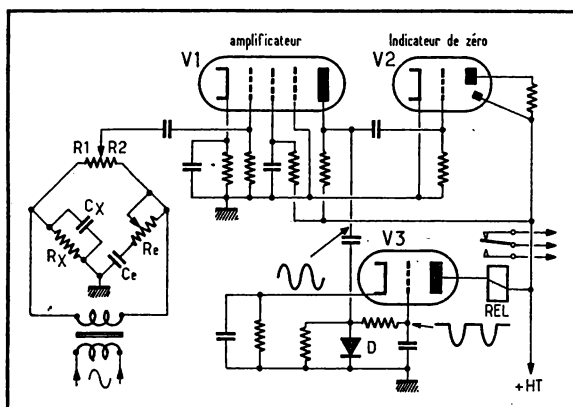


Fig D-8. — Pont de Sauty à réglage manuel et tri automatique

réglage manuel et à tri automatique. Dans l'exemple choisi, il s'agit d'une pièce dont la composante résistive R_x est équilibrée par le rapport des résistances R_1 et R_2 , la composante capacitive C_x étant compensée par une capacité étalon C_e qui peut être variable. Il est encore

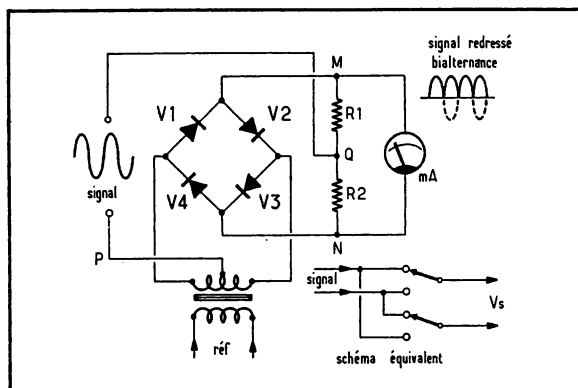
possible d'équilibrer R_x/R_e par R_1/R_2 et R_x par R_e qui doit être variable. Ces réglages sont interdépendants, et il est parfois difficile d'obtenir l'équilibre complet.

L'amplificateur comprend ici un seul étage pentode suivi d'un œil magique comme indicateur d'équilibre. En l'absence de tension, l'œil magique présente un secteur d'ombre bien délimité. La tension alternative d'erreur est décelée par une diminution du secteur d'ombre pouvant aller jusqu'à sa disparition complète.

La tension d'erreur amplifiée est aussi appliquée, après redressement, à un tube V_3 qui commande un relais. Dans le montage indiqué, le relais attire son armature tant que le signal sur la grille est nul ou très faible ; dès qu'il dépasse un certain seuil, l'armature est relâchée. Les contacts peuvent donc commander un actionneur approprié rejetant tout composant hors tolérance.

La simple détection de la tension d'erreur ne rend pas le *sens* du déséquilibre ; on ignore donc si le composant rejeté a une valeur trop grande ou trop faible. Pour restituer avec la grandeur aussi le sens du déséquilibre, on remplace le simple détecteur d'amplitude par un détecteur de phase (c, fig. C-23). La figure C-25 du détecteur de phase a déjà été commentée plus haut. Le modulateur en pont de la figure C-29 est réversible et peut servir de détecteur d'amplitude et de phase. Il en va de même du modulateur en anneau dont les quatre diodes « se mordent la queue » (fig. D-9). Selon l'alternance de la tension de référence, ce sont les

Fig. D-9. — *Modulateur en anneau, schéma équivalent.*



diodes V_1 et V_2 ou V_3 et V_4 qui sont conductrices, reliant la borne d'entrée P à l'extrémité M ou N du diviseur de tension R_1R_2 dont le point milieu Q reste branché sur l'autre borne d'entrée. On obtient ainsi à la sortie une tension continue pulsée dont la polarité dépend de la phase de la tension d'erreur, donc du sens du déséquilibre. Le montage se comporte comme un inverseur bipolaire commutant la polarité du signal à chaque alternance de la tension de référence.

D. 7. — Vérification de châssis et sous-assemblages

On peut réaliser un système automatique de vérification de châssis et sous-assemblages en associant un commutateur pas-à-pas à un pont à courant continu ou alternatif suivi de l'amplificateur, du détecteur de phase, des voyants d'affichage lumineux et, au besoin, de l'actionneur (fig. D-10). Des câbles à conducteurs multiples relient le pont à des connecteurs qui établissent le contact avec des points d'essai choisis. Dans les châssis équipés de tubes, les supports des tubes donnent souvent accès à la plupart des points.

Les bancs de contacts S_1 et S_2 du pas-à-pas branchent successivement les résistances ou impédances dans le pont, et le banc S_3 connecte l'étalon correspondant à chaque mesure.

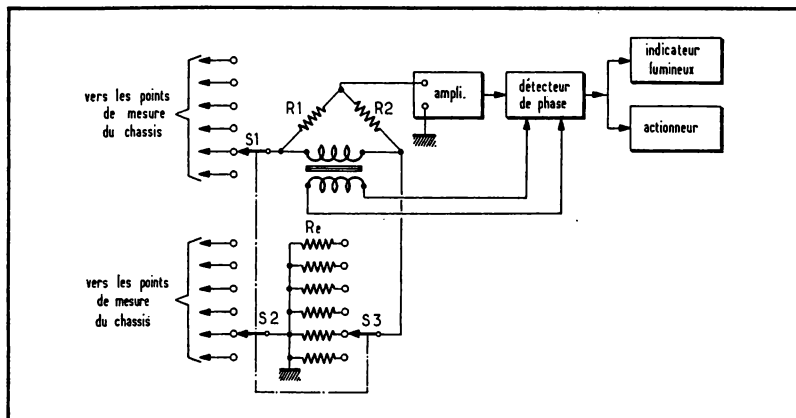


Fig. D-10. — Montage pour la vérification automatique de châssis câblés.

Nous n'avons représenté que des résistances, mais des condensateurs et même bobinages ou des groupements de résistances et de condensateurs peuvent aussi figurer à la place des étalons. Le circuit d'avance automatique, non représenté, est le même que sur la figure D-3.

On effectue ainsi l'essai (statique) des composants assemblés. Si tout va bien, on procède ensuite à l'essai sous tension, avec les tubes ou transistors en place. Ces essais (dynamiques) consistent en relevés de tensions que l'on peut faire à l'aide d'un voltmètre, de préférence à commutation automatique de calibre, ou encore au moyen d'une méthode potentiométrique (chapitre A. 13). Enfin, il y a l'essai final dans les conditions de fonctionnement réel ou simulé.

La marche du pas-à-pas introduit des transitoires de commutation dans l'amplificateur ; un fonctionnement erratique du dispositif d'affichage et des actionneurs peut en résulter. Pour « calmer » l'appareil, on peut utiliser des relais retardés qui ne commutent qu'après un instant d'attente, suffisant pour faire disparaître le transitoire. Ce sont des relais « bagués », leur circuit magnétique comprend une spire fermée de cuivre épais. Au moment de l'excitation du relais, le courant de Foucault induit dans la bague de cuivre s'oppose à la variation d'induction et ralentit ainsi l'attraction de l'armature ou son relâchement, selon son emplacement.

D. 8. — Ponts et potentiomètres à autoéquilibrage

Dans une opération de vérification en série, l'ajustage manuel du pont à chaque mesure serait économiquement irréalisable. Il n'est guère difficile d'utiliser le signal d'erreur, dûment amplifié, pour commander un petit moteur d'entraînement du potentiomètre de mesure. La figure D-11 montre un tel pont asservi. C'est un pont de Wheatstone, mais alimenté en courant alternatif. L'équilibrage est assuré par le potentiomètre R, commandé (au moyen d'un réducteur à engrenages) par un petit moteur biphasé à induction. Un tel moteur est réversible, le sens de rotation dépend du déphasage entre ses enroulements d'excitation L_1 et de commande L_2 .

L_1 est alimenté par la phase de référence (fournie par le réseau si le pont est alimenté à 50 Hz). L_2 est branché à la sortie de l'amplificateur, tout détecteur ou discriminateur de phase électronique étant superflu. Dès la mise en route, le moteur se met à tourner dans le sens approprié pour amener le curseur du potentiomètre vers la position d'équilibre du pont ; à cet instant, tout s'arrête. (Bien entendu, comme pour tout servomécanisme, le problème de la réponse aux transitoires se pose ici aussi. Comme déjà exposé aux chapitres A. 9 et 10, le système doit être réglé au régime critique.)

Fig. D-11. — Pont de Wheatstone à autoéquilibrage.

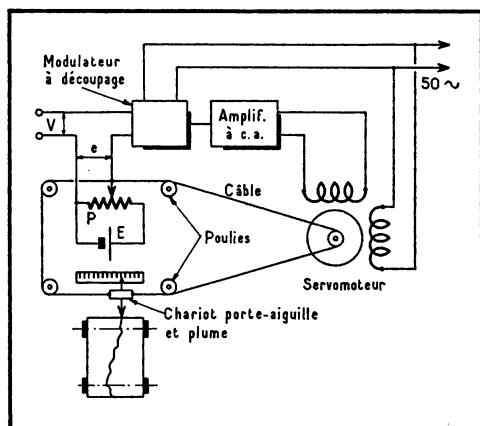
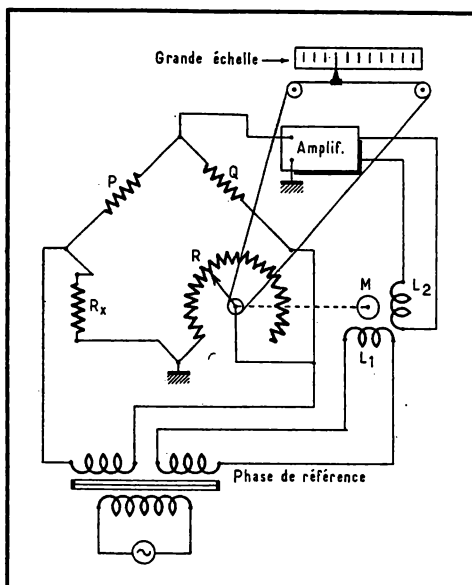


Fig. D-12. — Potentiomètre à autoéquilibrage.

Le petit moteur a suffisamment de force pour entraîner, en plus du potentiomètre, un indice se déplaçant devant une grande échelle pour la lecture commode à distance, et au besoin le stylet d'un enregistreur graphique traçant le déroulement dans le temps d'une opération. L'intérêt de cette disposition dépasse largement la simple mesure de composants. La résistance désignée par R_x peut représenter un capteur résistif traduisant les variations d'un paramètre d'une opération industrielle : température, pression, volume, écoulement, etc. Cette variation est aussitôt affichée sur l'indicateur et inscrite sur la bande. On peut même faire agir le servomoteur sur un organe de commande afin de rétablir les conditions désirées. On arrive ainsi à la conduite automatique d'une opération suivant des conditions choisies d'avance : c'est l'automatisation.

La méthode potentiométrique utilisée pour la mesure des tensions, autre méthode de

zéro, se prête également à l'asservissement. La figure D-12 montre le principe d'un potentiomètre asservi. La tension à mesurer V est opposée à une tension e prélevée sur le potentiomètre P commandé par le servomoteur qui est, ici aussi, un moteur biphase à induction. La tension différence $V-e$ est hachée par un modulateur à découpage qui la transforme en tension en créneaux, puis amplifiée par un amplificateur à courant alternatif dont la sortie est branchée sur l'enroulement de commande du moteur. L'autre enroulement est relié à la tension de référence.

La tension différence fait tourner le moteur qui agit sur le curseur du potentiomètre dans le sens approprié jusqu'à ce que $E = e$. Le potentiomètre est alors équilibré, et le moteur s'arrête.

Nous avons représenté sur la figure un entraînement par câble comme il est utilisé dans plusieurs appareils industriels. Le même câble peut encore entraîner un petit coulisseau portant d'une part une aiguille se déplaçant devant une échelle de lecture et d'autre part un stylet pour l'enregistrement graphique. Ici aussi, le moteur peut agir sur un élément déterminant le paramètre enregistré, et on est alors en présence d'un système à boucle fermée.

D. 9. — Amplificateurs galvanométriques

La tension d'erreur d'un pont ou le signal d'un capteur est souvent trop faible pour faire fonctionner directement un indicateur robuste, un enregistreur ou même un dispositif régulateur du paramètre mesuré. Le potentiomètre autoéquilibrer que nous venons d'examiner est une solution à ce problème ; l'amplificateur galvanométrique en est une autre, souvent plus simple et moins coûteuse.

Dans les amplificateurs galvanométriques, l'organe sensible au signal est un galvanomètre à suspension dont la sensibilité est généralement suffisante pour que l'on puisse se passer d'une préamplification électronique. Du cadre mobile de ce galvanomètre est solidaire un petit volet en aluminium qui se déplace entre les deux moitiés de l'enroulement grille d'un oscillateur H. F. (400 kHz par exemple) entrete nu par la moitié V_1 d'une double triode (fig. D-13). La pénétration plus ou moins profonde du volet entre les enroulements modifie

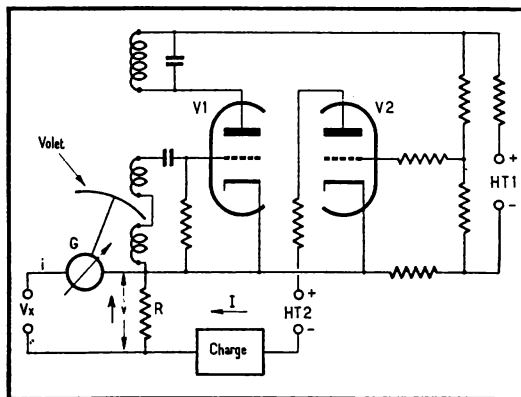


Fig. D-13. — Amplificateur galvanométrique

l'amplitude de l'oscillation, et comme cette oscillation est redressée par la grille, le courant plaque du tube varie. La grille du tube de commande V_2 est directement reliée à la plaque de V_1 . Le courant plaque de V_2 qui alimente la charge est donc directement lié à la position du volet du galvanomètre.

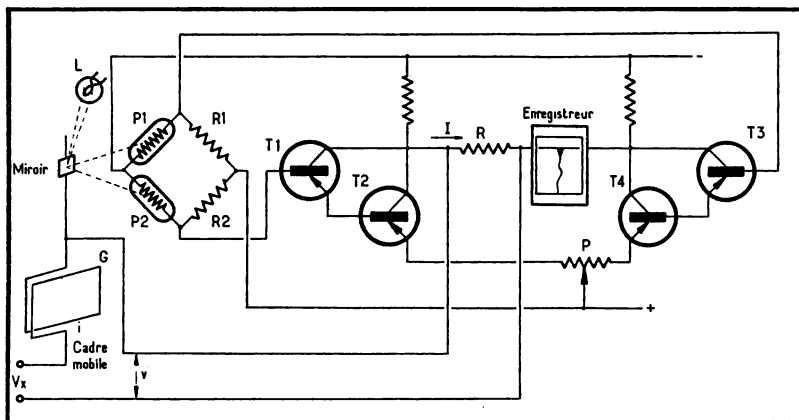


Fig. D-14. — Amplificateur galvanométrique à cellules photoconductrices.

Le galvanomètre utilisé est dépourvu de couple de rappel, son cadre est au repos en toute position lorsqu'il n'est parcouru par aucun courant. Le courant plaque I de V_x traverse la résistance calibrée R et crée entre ses bornes une chute de tension $v = R I$. Au galvanomètre G, on applique donc, avec des polarités opposées, la tension inconnue V_x et la tension de compensation v . Si $V_x \neq v$, un courant i traverse le cadre qui se met à tourner et modifie l'oscillation de manière à rendre i nul. On a alors $V_x = v$, et le système est équilibré. Le courant dans la charge (5 mA dans beaucoup d'appareils) est alors très sensiblement proportionnel à V_x . Le calibre de V_x est de l'ordre de 1 à 10 mV.

Le courant dans la charge suit donc les variations de la tension à l'entrée. En branchant à la place de V_x une source de f. e. m. constante, une pile étalon par exemple, la charge est alimentée à courant constant. Une version transistorisée de cet appareil est fabriqué notamment par BRION LEROUX (1). Elle est munie d'un culot octal et n'a que l'encombrement d'un gros condensateur chimique.

Un autre type d'amplificateur galvanométrique, mais à cellules photosensibles, est représenté sur la figure D-14. Le galvanomètre est ici à miroir, son spot est centré entre deux photorésistances P_1 et P_2 placées côte-à-côte et montées en pont avec les résistances R_1 et R_2 . Dans la diagonale « galvanomètre » du pont sont montés les transistors préamplificateurs T_1 et T_3 qui précèdent les transistors de sortie T_2 et T_4 .

Initialement, le montage est équilibré, les collecteurs de T_2 et T_4 sont au même potentiel, et $I = 0$. Lorsqu'un léger courant traverse le galvanomètre G, le cadre tourne avec son miroir qui réfléchit la lumière de la lampe L sur l'une des photorésistances dont la résistance diminue fortement. Le transistor qui lui est relié passe un courant plus important, l'étage de sortie est déséquilibré, et il y a un courant I bien supérieur au courant dans le galvanomètre. Il y a donc bien amplification (de courant).

Comme dans le montage précédent, nous trouvons ici aussi la résistance calibrée R en série avec la sortie qui transforme l'amplificateur en système à boucle fermée. En effet, le courant I développe aux bornes de R une chute de tension $v = R I$ qui est appliquée à G, en série avec la tension à mesurer V_x . Le cadre soumis à ces deux tensions opposées se déplace de manière à rendre nulle la différence, soit $V_x = v$. Lorsque cet équilibre est réalisé, le courant i dans G est nul. La résistance d'entrée apparente est donc infinie, en dépit des valeurs relativement faibles de G et R. On peut changer la sensibilité du système en donnant à R une autre valeur.

 (1) *Electronique Industrielle*, juin 1964, p. 214-218.

D. 10. — Inspection dimensionnelle automatique

A l'aide d'équipements électroniques souvent simples, il est possible de vérifier les cotes de pièces défilant sur un ruban convoyeur sans intervention humaine. Chaque type de pièce impose des vérifications particulières, et chaque mesure peut être effectuée à l'aide de types différents de capteurs. Nous nous contentons donc de ne donner ici qu'un seul exemple, la vérification de la largeur de tôles laminées, pour montrer le mécanisme de l'opération.

Le système représenté sur la figure D-15 comprend une boîte à lumière à deux faisceaux

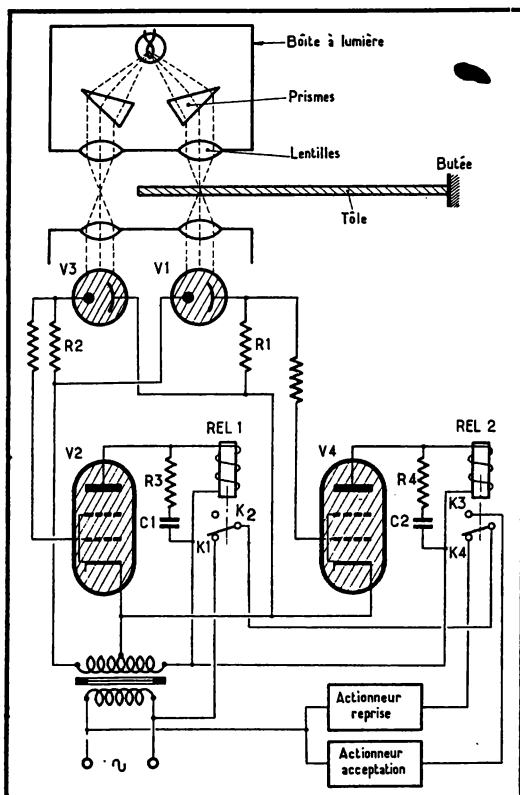


Fig. D-15. — Trieuse automatique de tôles selon leur largeur.

concentrés par lentilles tombant sur deux cellules photoélectriques V_1 et V_3 . Cet ensemble est mécaniquement appuyé contre un bord de la tôle ; l'autre bord doit normalement se trouver à la cote I où il intercepte le faisceau de la cellule V_1 sans obscurcir celui de V_3 . Si la tôle est trop large (position II), les deux faisceaux sont interceptés, et si sa largeur est insuffisante (position III) ou en l'absence de tôle, les deux cellules sont éclairées.

Les cellules sont associées à des thyratrons selon le montage alimenté en courant alternatif de la figure B-48. V_1 forme avec R_1 un diviseur de tension alimenté en opposition de phase avec la tension anodique du thyatron V_2 . Une illumination de V_1 réduit sa résistance interne et polarise V_2 de manière à empêcher l'amorçage. Si V_1 est obscurci, la polarisation est réduite, V_2 s'amorce et actionne le relais REL 1 dont le contact K_1 s'ouvre.

Comme les positions de V_3 et R_2 sont inversées par rapport à V_1 et R_1 , le thyatron V_4 s'amorce lorsque V_3 est illuminé et s'éteint à l'interception du faisceau lumineux. Avec

l'alimentation en courant alternatif, le désamorçage des thyatron s'effectue à chaque période, et le réamorçage n'a lieu que si la polarisation est faible.

Si la tôle a la bonne largeur, les contacts K_1 de REL 1 et K_3 de REL 2 (commandé par V_4) sont fermés et alimentent l'actionneur d'acceptation A_1 qui dirige la tôle sur la pile « bon à livrer ». Une tôle trop large ferme les contacts K_1 et K_4 qui alimentent l'actionneur de reprise A_2 aiguillant la tôle sur une cisaille de retouche. Les tôles de largeur insuffisante laissent le contact K_1 ouvert. Aucun actionneur n'est alimenté, et la tôle va sur la pile des rebuts.

D. 11. — Inspection automatique de qualité

Ici aussi, les opérations d'inspection possibles sont innombrables et peuvent faire appel à toutes sortes de capteurs. Ne citons qu'un seul exemple, la détection de « trous d'épingle » dans les tôles à la sortie du laminoin. Cette vérification est indispensable, l'acheteur étant en droit d'exiger des tôles sans trous ; elle peut être réalisée automatiquement, avec des moyens très simples.

Il suffit de faire passer la tôle sur une rampe lumineuse l'éclairant sur toute sa largeur. Face à la rampe, de l'autre côté de la tôle, est disposé un banc de cellules photoélectriques couvrant toute la largeur (fig. D-16). La lumière traversant un trou d'épingle étant faible, on utilisera ici des cellules à gaz et peut-être même des photomultiplicateurs.

Fig. D-17. — Mécanisme d'un compteur électromagnétique.

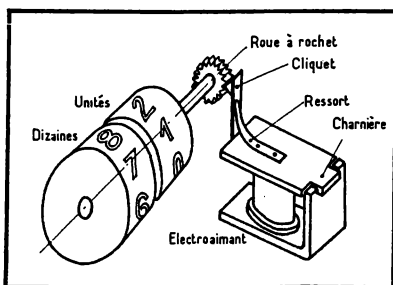
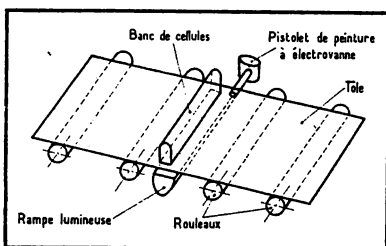


Fig. D-16. — Détection des trous d'épingle dans les tôles.

Le schéma électrique est celui de la figure B-48. A chaque trou dans la tôle, un pinceau de lumière tombe sur l'une des cellules qui amorce le thyatron. La fermeture du contact du relais peut déclencher un signal optique ou acoustique ; mais il est plus rationnel de commander une électrovanne montée sur un pistolet de peinture. Ainsi, chaque trou est repéré par un petit jet de peinture qui indique simultanément son abscisse. Les tôles ne portant pas trace de peinture sont sans défauts.

Dans une fabrication comme celle des tôles, on demande souvent des renseignements sur la fréquence des défauts ou le pourcentage des pièces défectueuses, utilisés pour la statistique et pour l'appréciation du procédé de fabrication utilisé. Ces renseignements sont fournis par un compteur commandé par un contact du relais. Ceci nous conduit à l'étude du comptage.

D. 12. — Compteurs électromécaniques

Le mécanisme d'un compteur électromécanique ressemble à celui d'un pas-à-pas : l'armature d'un électroaimant actionne un cliquet qui, à chaque coup, fait avancer d'un cran le tambour portant des chiffres de 0 à 9 à l'aide d'une roue à rochets à 10 dents (fig. D-17). Le tambour porte un petit doigt qui, au passage de 9 à 0, fait avancer d'un pas le tambour voisin des dizaines, qui en fait autant à celui des centaines, etc. Ainsi s'effectue le report.

Le comptage requiert des impulsions de courant de durée suffisante, fournies si possible par la fermeture d'un contact électrique. Avec la plupart des capteurs, un amplificateur à relais est nécessaire pour actionner un compteur, ou encore un thyristor.

Un mécanisme de remise à zéro, très utile, existe dans de nombreux compteurs. Ce mécanisme peut être actionné par un électroaimant distinct, ce qui permet la commande à distance. Pour le comptage d'un nombre voulu de choses, on se sert d'un compteur à préréglage. Dans le cas le plus simple, ce compteur établit un contact électrique au dernier report, par exemple au 10 000^e coup pour un compteur à 4 chiffres. D'autre part, les tambours portant les chiffres peuvent tourner avec frottement par rapport à leur roue à roquets, ce qui permet de préréglager le nombre. Ainsi, si l'on veut compter 450 coups, on règle le compteur sur 10 000 — 450 = 9550, et au 450^e coup, le contact se ferme.

On peut monter un compteur avec des pas-à-pas à 10 positions. Au passage de 9 à 0, le pas-à-pas des unités ferme alors un contact qui fait avancer d'un chiffre le pas-à-pas des dizaines, et ainsi de suite. Chaque pas-à-pas porte un petit tambour chiffré pour l'identification de la position qui peut déjà servir à la lecture ; mais il est facile de se servir des bancs de contacts pour allumer des voyants numérotés procurant une excellente lecture (fig. D-18).

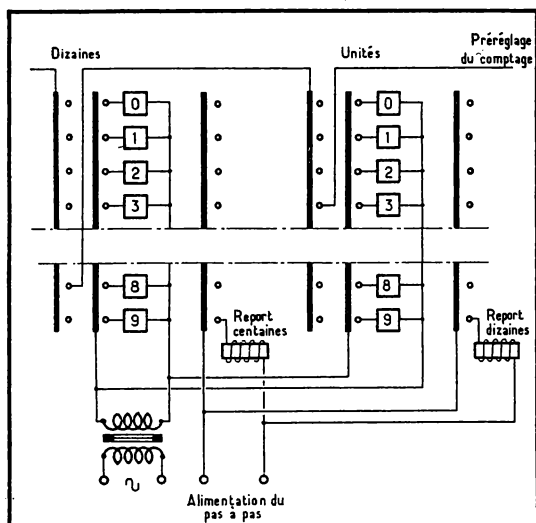


Fig. D-18. — Compteur décimal constitué à l'aide de pas-à-pas.

La remise à zéro peut être effectuée comme indiqué au chapitre D-3, et par la combinaison de contacts, il est facile de préréglager le compteur sur un nombre voulu (38 sur la figure). Les bancs de contacts permettent d'effectuer encore bien d'autres opérations.

De par son mode de fonctionnement, le compteur électromécanique est relativement lent et, de plus, sujet à l'usure. On le remplace de plus en plus par des compteurs électroniques, même si une vitesse de fonctionnement extrêmement grande n'est pas recherchée.

D. 13. — Tubes de comptage et d'affichage décimal

Il existe plusieurs types de tubes spéciaux, relativement compliqués, qui constituent une décade complète de comptage électronique : chaque impulsion appliquée fait progresser le chiffre affiché d'une unité. Le tube *compteur à décade* E 1 T de LA RADIOTECHNIQUE est un tube cathodique spécial (à vide et à cathode chaude), avec une disposition très particulière des électrodes (fig. D-19). Ces électrodes forment un faisceau d'électrons en forme de ruban qui tombe sur la paroi cylindrique du tube, garnie de matière fluorescente, et y dessine un

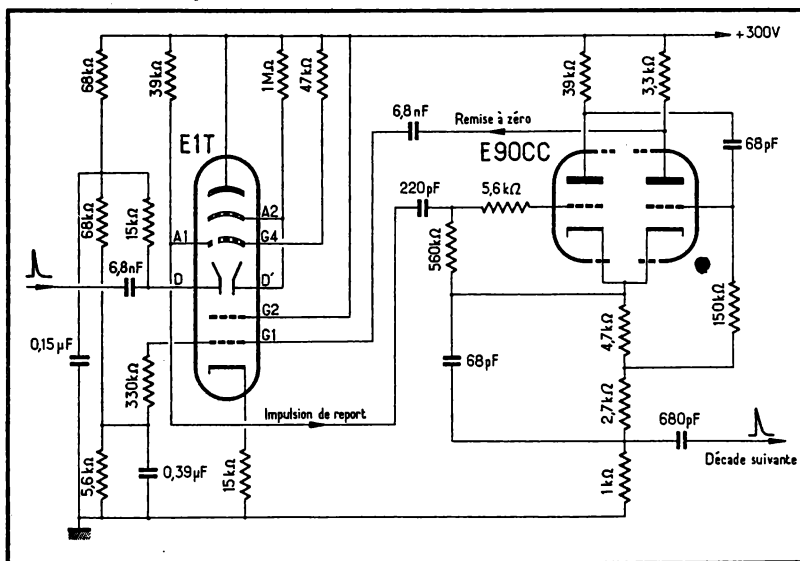


Fig. D-19. — Montage d'un tube compteur à décade E 1 T.

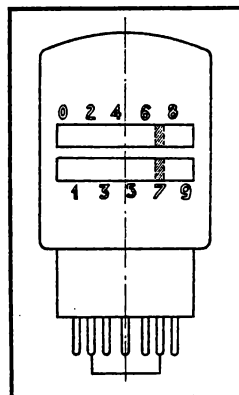


Fig. D-20. — Aspect extérieur du tube E 1 T.
On lit le chiffre 7

trait lumineux vertical face à l'un des 10 chiffres inscrits sur l'enveloppe (fig. D-20). La lecture est donc immédiate.

Par la grille de commande G_1 , deux tiges de focalisation et la grille accélératrice G_2 , les électrons issus de la cathode sont groupés en un faisceau en forme de ruban qui passe entre deux plaques de déviation D et D' et tombe sur l'intercepteur G_4 , une électrode à fentes correspondant aux chiffres de 0 à 9. Derrière G_4 est disposée l'anode principale A_2 , également pourvue de fentes, que le faisceau traverse pour aller frapper l'écran.

Si la tension anodique (qui est aussi celle de D') est telle que le faisceau frappe l'intercepteur au lieu de la fente, le courant anodique est nul (les électrons étant interceptés par G_4 n'atteignent pas A_2). Si l'on réduit maintenant le potentiel de A_2 et D' , le faisceau est dévié vers la gauche, de plus en plus d'électrons passent par la fente de G_4 et le potentiel baisse encore. Un maximum du courant anodique est atteint lorsque le faisceau est centré sur la fente, puis l'autre bord de la fente commence à intercepter les électrons. De cette action réciproque entre D' , G_4 et A_2 , il résulte que le trait lumineux ne peut occuper que les 10

positions prescrites qui sont *stables*, même en présence de fluctuations modérées des tensions d'alimentation.

Si l'on applique maintenant à D une impulsion positive de forme bien définie ayant une amplitude de $13,6 \text{ V} \pm 15\%$, le faisceau est dévié vers la gauche et s'immobilise sur la position suivante. Après le chiffre 9, une nouvelle impulsion dévie le faisceau sur l'anode auxiliaire A₁ qui produit alors une impulsion négative appliquée à l'entrée de l'univibrateur. Ce dernier envoie une impulsion négative sur G₁, interrompant momentanément le faisceau. La tension anodique remonte aussitôt à sa valeur limite, et le trait lumineux revient sur 0. Simultanément, une impulsion positive de report est envoyée sur la décade suivante.

Le schéma D-19 donne les valeurs préconisées par le constructeur pour une vitesse de comptage limite de 30 000 coups par seconde. Le même constructeur livre aussi des tiroirs tout montés contenant une décade montée selon ce schéma ; ces tiroirs peuvent être placés côte-à-côte pour constituer un compteur au nombre voulu de chiffres à lecture en ligne. Avec d'autres montages, on atteint un taux de comptage de 100 000 coups par seconde.

Pour un comptage beaucoup plus rapide (1 MHz), on utilise le *trochotron*, un tube à vide à cathode chaude apparenté au magnétron. Dans l'enveloppe de ce tube sont disposés, concentriquement par rapport à la cathode centrale, 10 groupes de 3 électrodes : le déflecteur qui forme et maintient en position le faisceau, la cible qui le recueille et la grille qui le commute à la position suivante (fig. D-21). Un aimant permanent cylindrique entoure le tube et procure

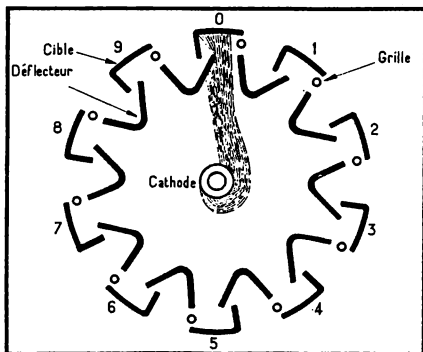


Fig. D-21. — Disposition des électrodes et du faisceau dans un trochotron.

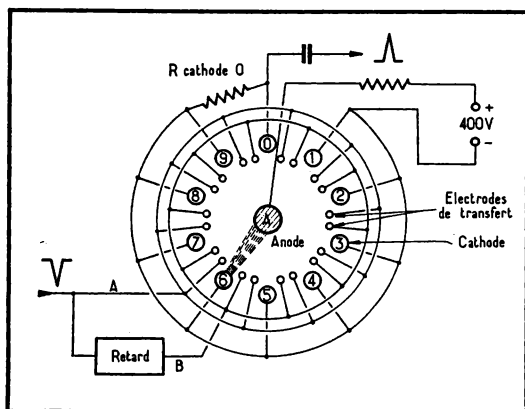
le champ magnétique qui assure, avec le champ électrique des électrodes, le fonctionnement du tube (dit à champs croisés).

A l'application des tensions, tous les déflecteurs sont au même potentiel positif, le champ magnétique empêche les électrons d'atteindre les groupes d'électrodes, et il n'y a pas de faisceau. Lorsque l'on réduit le potentiel de l'un des déflecteurs par l'application d'une impulsion négative, un faisceau se forme vers le groupe d'électrodes associé à ce déflecteur comme il est indiqué sur la figure, et la cible correspondante passe un courant. Le faisceau est maintenu dans cette position. Une impulsion abaissant le potentiel de la grille de 15 V environ le fait passer sur la position voisine. Comme les grilles voisines sont seules à agir sur le faisceau, les grilles paires et impaires sont intérieurement connectées ensemble pour recevoir en opposition de phase l'onde rectangulaire de commande, fabriquée par une bascule Eccles-Jordan.

Le trochotron n'a pas de moyen d'affichage incorporé comme le tube E 1 T. Il est associé à un tube d'affichage comme le *Nixie* fabriqué par BURROUGHS. C'est un tube au néon spécial contenant 10 cathodes filiformes en formes de chiffres disposées en plans parallèles rapprochés face à la fenêtre transparente, ainsi qu'une anode commune. Ces 11 électrodes sont sorties sur le culot, et il suffit d'appliquer une tension continue entre l'anode et une cathode choisie pour voir s'illuminer le chiffre correspondant, les autres restant obscurs. Ces tubes se montent côte-à-côte pour afficher en ligne autant de chiffres que l'on veut. Pour commander un tel tube par un trochotron, il suffit de relier ses cathodes aux cibles correspondantes du dernier.

Autre tube de comptage et d'affichage combinés, le *Dekatron* est un tube à gaz à cathode froide opérant par transfert de lueur. Dans l'enveloppe de verre, on trouve une anode au centre, positive par rapport aux 10 cathodes concentriques (fig. D-22). Chaque cathode est flanquée de deux électrodes de transfert reliées entre elles en deux groupes A et B, avec A à droite et B à gauche de chaque cathode. L'impulsion (négative) de commande est appliquée directement au groupe A, et au groupe B à travers un dispositif introduisant un retard de quelques microsecondes.

Fig. D-22. — Disposition des électrodes d'un Dekatron. La lueur entoure la cathode 6.



A l'application des tensions, l'un des espaces anode-cathode s'ionise ; la lueur sur la cathode qui fonctionne est visible à travers l'ampoule de verre et sert d'ailleurs à l'identifier. Le courant dans la résistance anodique abaisse le potentiel de l'anode, empêchant la décharge vers d'autres cathodes. Comme les électrodes de transfert qui flanquent la cathode sont légèrement positives par rapport à elle, la lueur n'a aucune raison de quitter sa cathode pour une autre. La position est donc stable.

Une forte impulsion négative appliquée à l'entrée atteint d'abord l'électrode de transfert du groupe A, placée à gauche de la cathode affectée de la lueur, dans le sens des aiguilles de la montre. Comme cette électrode offre par rapport à l'anode une différence de potentiel plus grande que la cathode, la lueur saute sur elle. Au bout de quelques microsecondes, l'impulsion apparaît sur le groupe B, et la lueur saute sur l'électrode B la plus proche qui est en fait l'électrode de transfert placée à droite de la cathode suivante. A la fin de l'impulsion, toutes les électrodes de transfert sont redevenues légèrement positives. C'est donc la cathode suivante qui attire et fixe la lueur.

Ainsi, à chaque impulsion, la lueur avance d'une position dans le sens des aiguilles de la montre. En plaçant l'élément de retard en série avec le groupe A, la lueur tourne dans le sens opposé, et à la place d'une addition, nous avons une soustraction d'impulsions. Sur une résistance montée en série avec la cathode 0, on recueille une impulsion capable de faire avancer d'une position le Dekatron suivant et d'effectuer ainsi le report d'un compteur à décades.

D. 14. — Compteurs et minuteriers électroniques préréglés

Tous les tubes compteurs à décade procurent au 10^e coup, au passage de 9 à 0, une impulsion de report pour la décade suivante. Ainsi, on obtient avec un compteur à 4 chiffres, à la sortie de la décade des milliers, au 10 000^e coup une impulsion utilisable pour déclencher un signal ou un actionneur, avançant par exemple une boîte contenant 10 000 pièces comptées pour faire place à la boîte suivante à remplir.

Tous les compteurs peuvent être prérégés pour que le signal déclenchant ou arrêtant l'action voulue puisse se produire après un nombre quelconque de coups. Si ce nombre

est n , il suffit de prérégler le compteur sur 10 000 — n (en supposant qu'il s'agit d'un compteur à 4 chiffres).

Dans le tube de comptage E 1 T, chaque position stable du faisceau correspond à une tension bien définie des électrodes A_2 et D' reliées ensemble (fig. D-19) ; pour passer au chiffre supérieur ou inférieur voisin, cette tension varie d'environ 14 V. Avec un diviseur de tension et un commutateur à 10 positions, on peut donc choisir le chiffre à afficher. Dans le montage utilisé (fig. D-23), on intercale entre les électrodes de déviation et le présélecteur une diode D_1

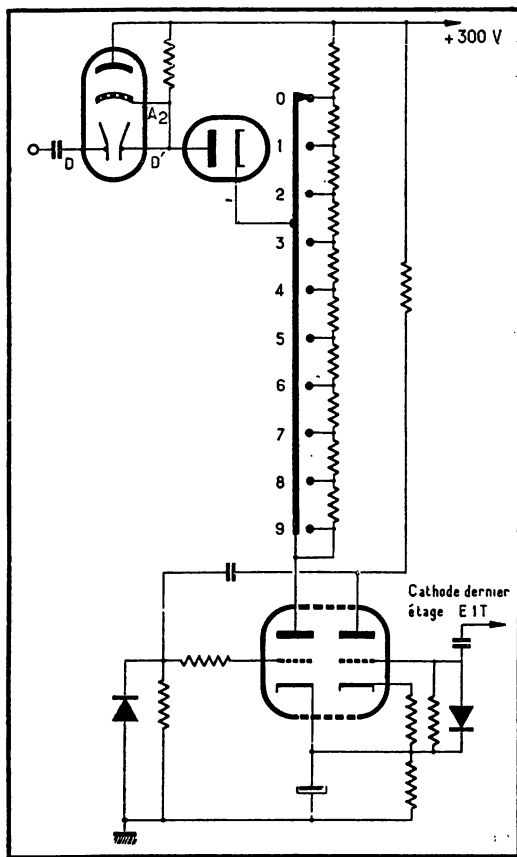


Fig. D-23. — Dispositif de préréglage d'un compteur à tube E 1 T. (La diode à vide est D_1 , la triode gauche est V_1 et la droite V_2 .)

et le pôle négatif du diviseur est ramené sur la plaque d'une triode V_2 normalement bloquée. De ce fait, la cathode de D_1 est à + 300 V, et le tube est bloqué ; mais le faisceau compteur reste sur le chiffre prérégulé. Si c'est un 6, il suffit de 4 impulsions pour déclencher l'impulsion de report. Il en va de même des autres étages de comptage, et au bout des n coups, l'impulsion de fin de comptage produit l'action désirée. Simultanément, une impulsion négative recueillie sur la cathode du dernier étage E 1 T est appliquée à la grille de V_1 qui forme avec V_2 un univibrateur. V_1 est bloqué, et V_2 devient conducteur pour un court instant, assurant pendant ce temps la mise à la masse de l'extrémité inférieure du diviseur de tension. D_1 devient alors conductrice et applique à D' le potentiel prérégulé, et au lieu de revenir à 0000, le compteur affiche le nombre choisi à la présélection, d'où part le nouveau comptage.

Dans les montages à Dekatron ou à trochotron, on monte des résistances de charge dans

Fig. D-24. — Etage de présélection d'un Dekatron.

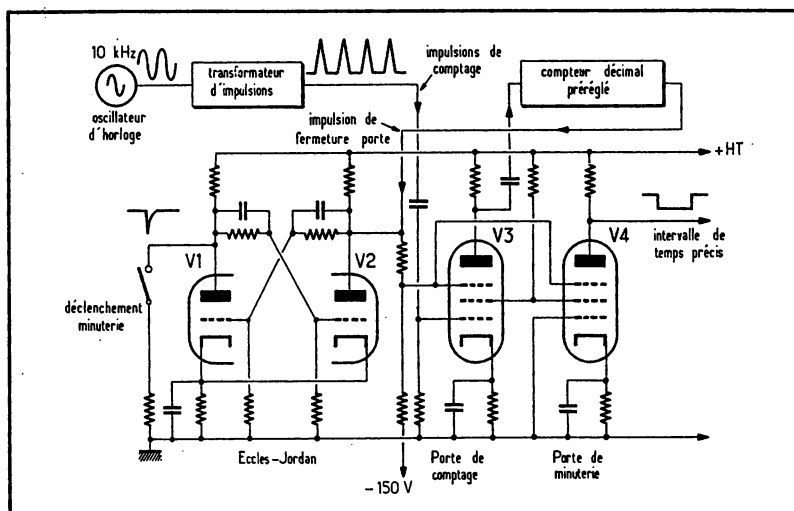
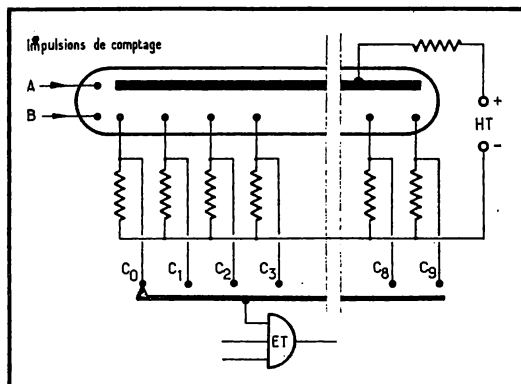


Fig. D-25. — Générateur d'intervalles de temps précis.

les cathodes ou cibles respectivement, et on recueille un signal sur la résistance dont l'électrode correspondante travaille. Dans le cas des Dekatrons, les 10 cathodes sont reliées à un commutateur à 10 positions permettant la présélection d'un chiffre (fig. D-24). Les rails des commutateurs des décades successives sont branchés à l'entrée d'un circuit de logique ET (voir chapitre E. 4). Dans ces conditions, il n'y a de signal à la sortie que si toutes les cathodes sélectionnées par les commutateurs travaillent. Le comptage commence à 0000, et l'impulsion apparaît au nombre préétabli de coups.

Avec un compteur à présélection, on peut produire des intervalles de temps déterminés avec une grande précision en comptant des impulsions produites par un générateur stabilisé par quartz ou diapason. Si la fréquence de récurrence des impulsions est de 10 kHz, l'intervalle entre deux impulsions successives vaut 0,1 ms. Pour obtenir un intervalle de temps de 328,5 ms, il suffit alors de compter 3285 impulsions.

La figure D-25 montre comment on arrive à ce résultat. Les tubes V₁ et V₂ forment une bascule Eccles-Jordan. Au début, V₁ est bloqué et V₂ conduit. Comme les suppressions de

V_3 (porte de comptage) et V_4 (porte de minuterie) sont reliés à la plaque de V_2 , ces deux tubes sont bloqués, leurs supprimeurs étant à un potentiel très négatif. Une impulsion négative appliquée à la plaque de V_1 ou la fermeture d'un contact opère le basculement, et V_3 et V_4 sont débloqués par les supprimeurs. Les impulsions du générateur sont alors transmises par V_3 au compteur préréglé qui se met à compter, et le potentiel de la plaque de V_4 s'abaisse, marquant le début de l'intervalle de temps. Arrivé au nombre de coups préréglé, le compteur envoie une impulsion de rebasculement sur la bascule, V_2 redevient conducteur et bloque à nouveau V_3 et V_4 , ce qui termine l'intervalle de temps.

D. 15. — Comptage du nombre d'événements par unité de temps

En munissant un compteur sans présélection d'un circuit porte commandé par une base de temps laissant passer les impulsions pendant un temps t exactement déterminé (par exemple 1 s), on peut compter le nombre d'événements par unité de temps (E P U T). Le montage de la figure D-25 constitue une telle base de temps. En comptant 10 000 impulsions espacées de 0,1 ms, on obtient le temps t de 1 s. Une impulsion de moins ne causerait qu'une erreur de 0,01%.

Un tel compteur E P U T est capable de dénombrer tout phénomène convertible en impulsions se déroulant pendant le temps t . Un premier exemple est la *mesure des fréquences*. Le signal de fréquence inconnue est d'abord mis en forme par un formateur d'impulsions (déclencheur de Schmitt), puis appliqué à un circuit porte que la base de temps, générateur d'intervalles de temps précis, ouvre pendant le temps t . Le compteur dénombre alors les impulsions qui lui parviennent pendant l'ouverture de la porte (fig. D-26). Si $t = 1$ s, le nombre de coups affiché est égal à la fréquence en hertz.

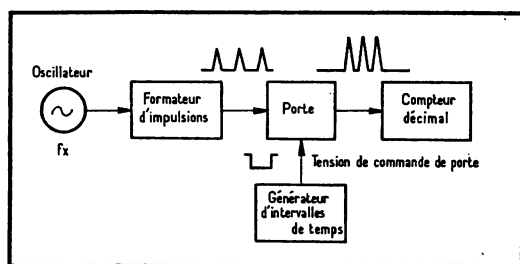


Fig. D-26. — *Mesure des fréquences par compteur décimal.*

Pour mesurer avec précision un *intervalle de temps*, on le fait agir pour ouvrir la porte à laquelle on applique les impulsions issues d'un générateur étalon. Le nombre de coups affiché multiplié par l'espacement des impulsions est alors égal à la durée de l'intervalle mesuré.

Pour mesurer la *vitesse de rotation* d'une machine tournante, on peut mesurer au compteur E P U T la fréquence d'un petit alternateur ou d'une roue phonique accouplé à cette machine ; mais un tel « capteur de vitesse » n'existe pas toujours, et ne peut pas être utilisé avec des entraînements à très faible puissance. On peut alors fraiser un petit plat sur l'axe et le polir pour qu'il réfléchisse un rayon lumineux d'un projecteur sur un élément photosensible (fig. D-27). A chaque tour, la cellule reçoit ainsi un éclair lumineux qu'elle transforme en impulsion électrique, et il suffit de mesurer la fréquence de ces impulsions et de la multiplier par 60 pour avoir la vitesse en tours/minute. Comme cette mesure se fait sans contact, elle ne charge nullement le mécanisme.

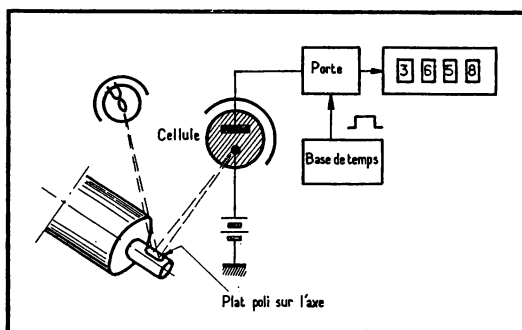
Le *débit de liquides* est souvent mesuré par une petite turbine placée dans la canalisation et entraînée par le fluide. Cette turbine contient un petit aimant permanent qui induit dans

une bobine placée à l'extérieur, contre la paroi de la canalisation, une impulsion de tension. Le comptage des impulsions ainsi produites pendant un temps donné donne une mesure du débit.

D. 16. — Voltmètres à affichage numérique

Le voltmètre classique à aiguille se déplaçant devant un cadran étalonné est un dispositif analogique, demandant une interpolation mentale pour la lecture dont la précision dépasse

Fig. D-27. — Mesure de la vitesse de rotation d'un arbre.



rarement une fraction de pour cent. Les voltmètres à affichage numérique que l'on commence à voir maintenant un peu partout sont bâtis autour d'un compteur (ce qui leur vaut d'être traités ici). Ils affichent immédiatement la tension mesurée en 3, 4 ou 5 chiffres, permettant ainsi une lecture rapide et précise avec peu de risques d'erreur. En dépit de leur prix élevé qui s'explique par leur complexité, leur achat est souvent rentable, pour le laboratoire comme pour la chaîne de production.

La figure D-28 montre le schéma de principe du voltmètre à affichage numérique HEWLETT-PACKARD modèle 3340 A (1). L'appareil utilise une méthode d'opposition, la tension inconnue

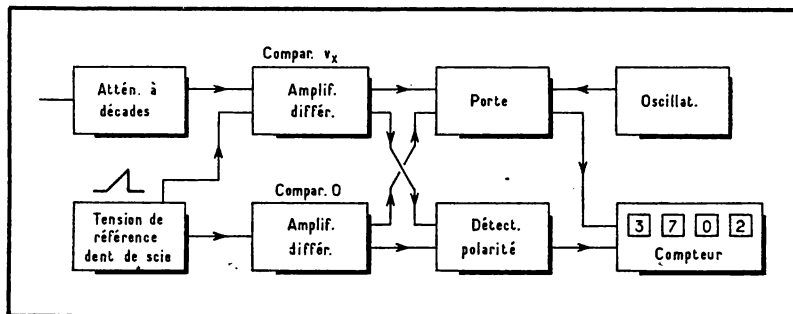


Fig. D-28. — Schéma de principe d'un voltmètre à affichage numérique.

V_x étant comparée à une tension de référence en dent de scie parfaitement linéaire ; c'est la méthode actuellement la plus répandue. Les formes d'ondes dans le montage sont reproduites sur la figure D-29. On voit que la tension de référence (a) varie de + 12 V à - 12 V en 60 ms.

Par un atténuateur décimal à commande manuelle ou automatique, V_x est d'abord amenée à une amplitude de ± 12 V, puis appliquée à un amplificateur différentiel qui la compare

(1) Décrit dans *Hewlett-Packard Journal*, novembre 1963. Le modèle antérieur 405 A (à tubes) est décrit dans *Radio-Mentor*, mars 1960.

à la dent de scie de référence. A l'instant de la coïncidence des amplitudes (point M), une impulsion de coïncidence m (courbe b) apparaît à la sortie de l'amplificateur différentiel.

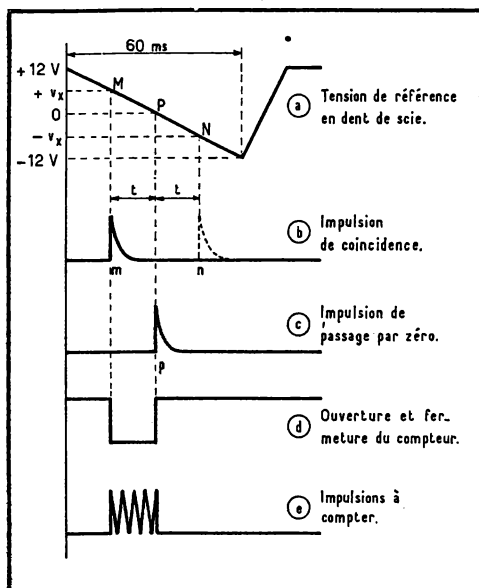


Fig. D-29. — Les formes d'ondes dans le voltmètre à affichage numérique.

(Dans le cas d'un signal V_x de polarité négative, on obtiendrait une impulsion n au point N.) D'autre part, un autre amplificateur différentiel compare la tension de référence avec la référence zéro (potentiel nul) et engendre une impulsion p (courbe c) à l'instant P exact où la dent de scie croise le niveau 0. On réalise ainsi une conversion tension-temps, car le temps t entre M et P (ou entre P et N) est strictement proportionnel à V_x (ou V_x').

Les impulsions m (ou n) et p ouvrent pendant le temps t la porte qui laisse passer les impulsions de comptage de fréquence de récurrence 400 Hz du générateur au compteur. Avec une pente de 400 V/s pour la dent de scie, chaque coup du compteur vaut 1 mV à la sortie de l'atténuateur, et le résultat est directement affiché par les tubes Nixie. Un circuit détecteur de polarité détermine l'ordre d'arrivée des impulsions de coïncidence (m avant p ou n après p) et affecte le nombre affiché du signe + ou -. Enfin, la position de l'atténuateur décimal détermine l'emplacement d'un point décimal lumineux.

Contrairement à un voltmètre analogique dont l'aiguille suit les fluctuations de la tension inconnue, le voltmètre à affichage numérique « photographie » la situation à un instant précis. Un dispositif d'échantillonnage permet de refaire automatiquement la mesure à des intervalles réglables entre 0,2 et 5 s (la durée d'une mesure est de 0,2 s). Le modèle décrit permet de mesurer les tensions continues comprises entre 0,001 et 999,9 V, avec une précision de $\pm 0,05\% \pm 1$ décimale.

D. 17. — Le comptage binaire

La numérotation décimale que nous avons l'habitude d'utiliser est à base de 10 signes (0 ... 9). Si ces signes sont faciles à écrire, il est moins commode de réaliser des dispositifs électriques ou électroniques à 10 positions stables correspondant chacune à l'un des signes. (Cette condition est cependant réalisée par les tubes de comptage décimal que nous venons d'examiner, mais non sans complications.) La numérotation binaire est idéale pour la réa-

lisation de compteurs électroniques, car elle ne connaît que deux signes « 0 » et « 1 » que l'on peut représenter dans un montage électronique par un contact ouvert, un tube ou un transistor bloqué, ou respectivement par un contact fermé, un tube ou transistor fortement conducteur. Le fonctionnement de tous les dispositifs par tout-ou-rien, à l'exclusion de tout état intermédiaire mal défini, conduit à des montages simples ayant une large marge de fonctionnement. C'est d'ailleurs la base des calculatrices numériques.

Tandis que la numérotation décimale est, comme son nom l'indique, à base 10, le système binaire est à base 2. Cela veut dire que tout nombre est exprimé par une somme de puissances de 2. Prenons comme exemple le nombre 1849 :

n	2^n	termes retenus	décision	en binaire
10	$2^{10} = 1024$	1024	Oui	1
9	$2^9 = 512$	512	Oui	1
8	$2^8 = 256$	256	Oui	1
7	$2^7 = 128$		Non	0
6	$2^6 = 64$		Non	0
5	$2^5 = 32$	32	Oui	1
4	$2^4 = 16$	16	Oui	1
3	$2^3 = 8$	8	Oui	1
2	$2^2 = 4$		Non	0
1	$2^1 = 2$		Non	0
0	$2^0 = 1$	1	Oui	1
		1849		

Dans cette suite dégressive des puissances de 2, nous pouvons nous contenter de n'écrire que si, OUI ou NON, le terme a été retenu, ce qui, en langage binaire, s'exprime par 1 et 0 respectivement. Ainsi, le nombre décimal 1849 s'écrit en binaire : 11100111001. C'est en fait un nombre de 11 chiffres, contre seulement 4 pour le nombre décimal correspondant ; mais pour composer tout nombre binaire à 11 chiffres, il suffit de 22 signes, tandis qu'il en faut 40 pour pouvoir composer tout nombre décimal à 4 chiffres.

L'arithmétique binaire a des règles très simples, conçues par le philosophe allemand Leibnitz il y a bientôt deux siècles :

$$\begin{array}{ll}
 0 + 0 = 0 & 0 \times 0 = 0 \\
 1 + 0 = 1 & 0 \times 1 = 0 \\
 1 + 1 = 10 & 1 \times 1 = 1
 \end{array}$$

On arrive ainsi à la correspondance suivante entre nombres décimaux et binaires :

Décimal	Binaire	Décimal	Binaire
0	0	7	111
1	1	8	1000
2	10	9	1001
3	11	10	1010
4	100	11	1011
5	101	12	1100
6	110		

Il est facile de vérifier :

$$\begin{array}{r} 5 \\ + 7 \\ \hline 12 \end{array} \qquad \begin{array}{r} 101 \\ 111 \\ \hline 1100 \end{array}$$

D'autre part, 3×4 :

$$\begin{array}{r} 11 \times 100 \\ \hline 00 \\ 00 \\ 11 \\ \hline 1100 \end{array} \text{ qui correspond à } 12.$$

Initialement, tous les étages d'un compteur binaire sont non conducteurs (0). La première impulsion rend conducteur le dernier étage (1), la suivante le bloque de nouveau (0) et envoie sur l'étage suivant une impulsion de report qui le rend conducteur, ce qui donne 10, et ainsi de suite.

D. 18. — Compteur à bascules Eccles-Jordan

L'élément de base du compteur binaire est la version bistable du multivibrateur, dite *bascule Eccles-Jordan* ou *échelle de 2* (scale of two), déjà étudiée au chapitre C. 12, où la figure C-67 montre les deux versions, à tubes et à transistors, de cet intéressant montage.

La figure D-30 montre un étage Eccles-Jordan à tubes. Le basculement est opéré par une

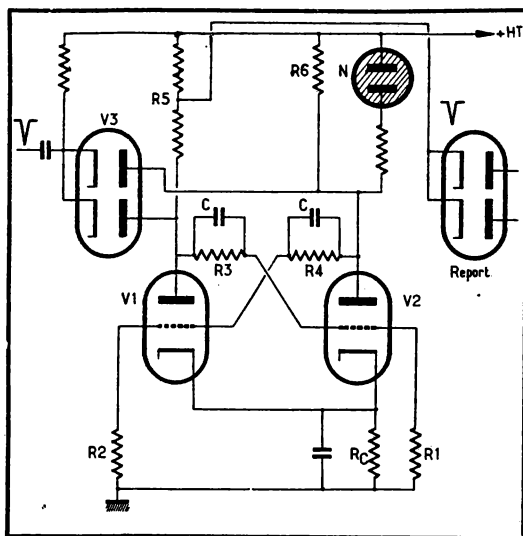


Fig. D-30. — Etage compteur binaire Eccles Jordan.

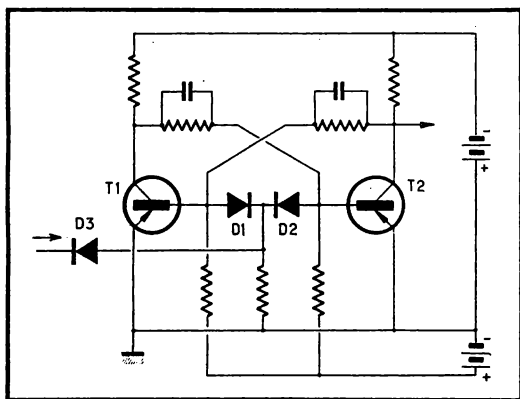
impulsion positive appliquée à la plaque du tube conducteur ou à la grille du tube bloqué, ou encore par une impulsion négative appliquée à la plaque du tube bloqué ou à la grille du tube conducteur. On utilise fréquemment une double diode V_3 pour aiguiller l'impulsion (négative) de commande sur la plaque du tube bloqué, à l'exclusion de l'autre. Supposons V_1

bloqué et V_2 conducteur. La diode reliée à la plaque de V_2 sera alors fortement négative par rapport à la cathode et ne transmettra rien. En revanche, comme la plaque de V_1 est à un potentiel élevé, la diode correspondante est conductrice et peut lui transmettre l'impulsion négative de basculement, ainsi qu'à la grille de V_2 .

Comme moyen d'affichage de la position de la bascule, on utilise ici un petit tube au néon N branché sur la plaque de V_2 . Si ce tube est conducteur, la chute de tension aux bornes de R_6 suffit à ioniser N qui s'allume ; le compteur affiche « 1 ». Si V_2 est bloqué, le néon reste éteint, et nous avons « 0 ». Au début, le compteur est remis à zéro en rendant conducteurs tous les tubes V_1 . La première impulsion allume alors N. La deuxième l'éteint à nouveau et allume celle de l'étage suivant, et ainsi de suite. Il faut donc 2 impulsions pour que le premier étage (unités) revienne à son état initial, 4 pour le suivant, 8, 16, 32, ... pour ceux qui suivent. Les tubes au néon des étages successifs valent donc, allumés, 1, 2, 4, 8, 16, etc., et nous avons un véritable compteur binaire. Dans certaines applications comme le comptage de particules nucléaires, on se contente de ce type d'affichage.

La figure D-31 montre une version à transistors d'un étage Eccles-Jordan avec ses diodes

Fig. D-31. — Etage de comptage binaire à transistors.



d'aiguillage. Ce montage utilise des impulsions négatives de basculement. Les diodes D_1 et D_2 sont polarisées de manière à transmettre l'impulsion à la base du transistor bloqué seulement, et la diode D_3 interdit le passage à des impulsions positives éventuelles.

L'affichage est plus délicat avec les compteurs à transistors en raison de la faible puissance disponible. On peut monter dans les collecteurs de petites ampoules spéciales à faible consommation. Les tubes au néon dont la tension d'allumage est de 55 à 60 V sont aussi utilisables. Les transistors sont alors alimentés sous une tension plus élevée (90 V par exemple), et les tubes au néon sont prépolarisés pour se contenter d'une tension additionnelle de quelques dizaines de volts pour s'allumer.

D. 19. — Compteur binaire-décimal

Avec 4 étages de comptage 1, 2, 4 et 8, on compte ainsi jusqu'à 16 avant de recommencer. Mais le comptage décimal est généralement préférable, avec une impulsion de report pour la décade suivante au passage de 9 à 0. Le fonctionnement en binaire-décimal est obtenu par un artifice : on réinjecte l'impulsion de report d'un étage à un étage précédent. Il existe plusieurs combinaisons de circuits de réinjection pour arriver à ce résultat.

L'affichage peut toujours se faire par 4 voyants lumineux numérotés 1, 2, 4 et 8. On additionne alors les chiffres illuminés, par exemple $1 + 2 + 4 = 7$. Cette addition peut être évitée en utilisant 10 voyants numérotés de 0 à 9, dont un seul s'allume à la fois. Bien que

légèrement plus compliqué à réaliser, ce dernier mode de présentation est généralement préféré. Un compteur à 4 chiffres se lit alors comme indiqué sur la figure D-32.

La figure D-33 montre le schéma simplifié d'un compteur binaire-décimal avec 10 tubes au néon d'affichage. Le chemin des impulsions de commande est indiqué en trait gras. En désignant par 0 les tubes dont l'élément gauche est bloqué, et par 1 ceux dont cet élément est conducteur, on arrive au tableau de la page 154.

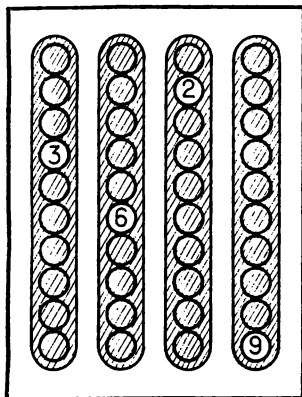
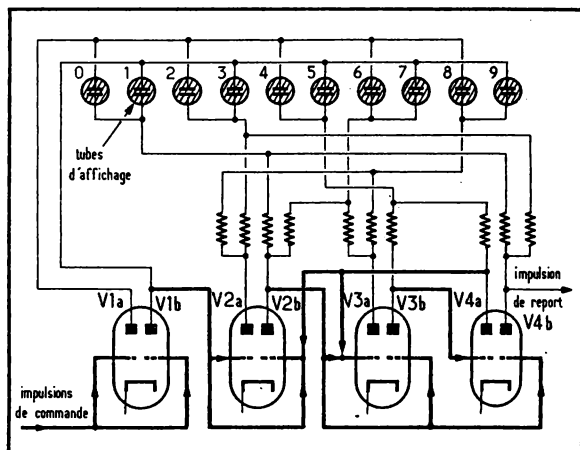


Fig. D-32. — Affichage du nombre 3629 par tubes au néon superposés.

Fig. D-33. — Circuits de report et d'affichage d'un compteur binaire décimal.



Le comptage se poursuit normalement jusqu'à 3. A 4, on obtient d'abord la combinaison 0011 ; mais l'impulsion de la plaque de V_{2b} bloque les éléments V_{3b} et V_{4b} . Sur la plaque de V_{4a} se produit alors une impulsion négative qui, réinjectée dans V_{2b} et V_{3a} , provoque le basculement de ces tubes. Pour 4, on lit donc finalement 0101. A partir de là, le comptage se poursuit normalement.

Les 10 tubes au néon sont branchés sur le compteur par un réseau de résistances conçu pour qu'à chaque position de comptage corresponde l'illumination d'un seul tube. Selon le tableau, le tube V_1 est à l'état 0 pour les chiffres pairs, et à l'état 1 pour les chiffres impairs. Tous les tubes au néon pairs sont donc ramenés à la plaque de V_{1a} , et tous les impairs à V_{1b} . Les bornes libres des tubes au néon sont reliées deux par deux (pair et impair) pour constituer 5 groupes branchés par résistances sur les plaques des tubes V_2 , V_3 et V_4 . Ainsi, le tube 3 s'allume seulement si V_{1a} , V_{2a} et V_{4b} sont conducteurs.

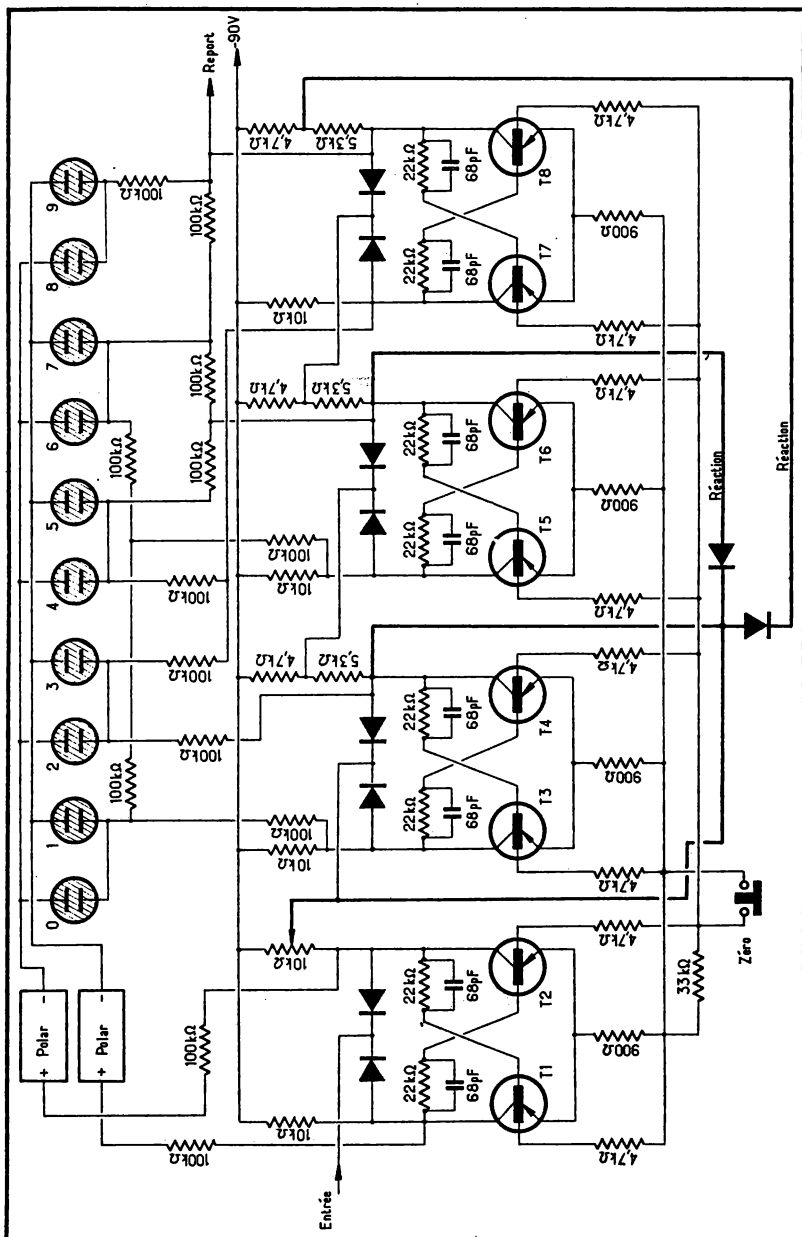


Fig. D-34. — Compteur binaire décimal à transistors avec affichage par tubes au néon.

<i>Etat compteur</i>	<i>Tube V_1</i>	<i>Tube V_2</i>	<i>Tube V_3</i>	<i>Tube V_4</i>
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	1,
	modifié en			
	0	1	0	1
5	1	1	0	1
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

Sur le chemin de retour des grilles des 4 moitiés a des tubes se trouve une résistance série normalement court-circuitée par le bouton-poussoir de remise à zéro. En appuyant sur ce poussoir, les grilles des systèmes a sont rendues plus négatives d'environ 20 V, et les tubes correspondants se bloquent. On est donc revenu à la position de départ 0000.

Ces compteurs à bascules sont beaucoup plus rapides que les compteurs décimaux directs examinés plus haut ; on dépasse actuellement un taux de comptage de 10 MHz. Les

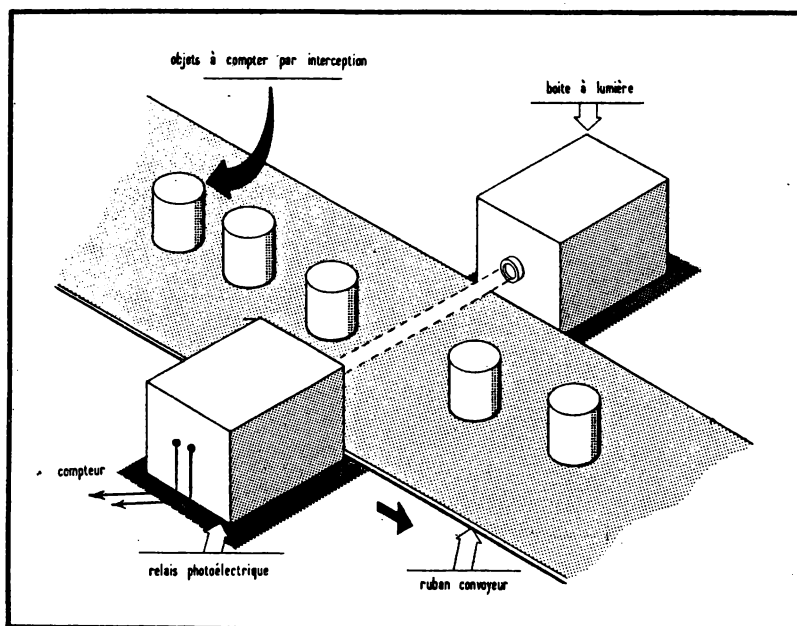


Fig. D-35. — Comptage photoélectrique par interception du faisceau.

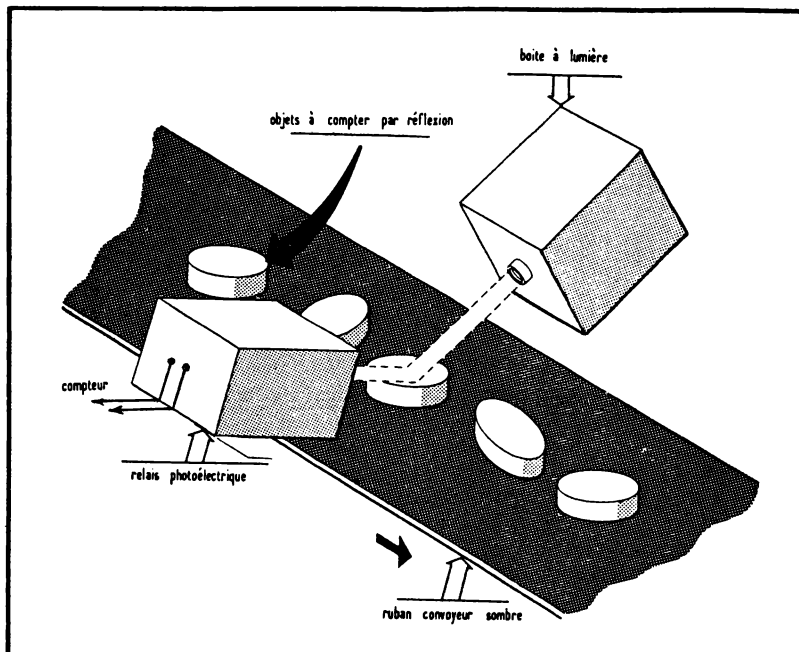


Fig. D-36. — Comptage photoélectrique par réflexion du faisceau.

calculatrices ultra-rapides modernes exigent des vitesses aussi grandes, parfaitement inutiles lorsqu'il s'agit de compter des bouteilles, pillules ou boîtes de conserves. Les compteurs d'aujourd'hui sont équipés de transistors au lieu de tubes ; la figure D-34 montre un exemple d'un tel compteur à transistors, le principe reste le même. Le compteur de demain sera probablement réalisé selon la technique des circuits intégrés, tous les transistors, diodes et résistances étant agencés dans une pastille unique de silicium. On pourra alors faire tenir les 4 décades de notre compteur dans un dé à coudre. De tels modules, devenus défectueux, ne sont évidemment pas réparables. Le dépannage se réduit alors à un remplacement pur et simple du module défectueux.

D. 20. — Le comptage industriel

La figure D-35 montre comment on peut compter électroniquement des objets transportés par un ruban convoyeur. Une source de lumière logée dans une boîte illumine une cellule photoélectrique placée dans une autre boîte, les deux étant disposées de part et d'autre du convoyeur de manière que les objets transportés interceptent le faisceau lumineux. A chaque interception, la cellule envoie une impulsion sur le compteur.

Cette disposition simple admet de nombreuses variantes. Des objets de faible hauteur, à condition qu'ils soient brillants ou de teinte claire, peuvent être comptés par réflexion, sur un ruban convoyeur de préférence de teinte sombre (fig. D-36). La cellule est toujours munie d'une optique et d'un parasol empêchant la pénétration de toute autre lumière ambiante.

L'industrie pharmaceutique a un problème de remplissage à résoudre, chaque flacon devant contenir un nombre déterminé de comprimés. Ce problème est résolu par la disposition

de la figure D-37. A la sortie d'une trémie vibrante, les comprimés avancent, proprement alignés, dans une gouttière et sont comptés photoélectriquement au passage. On utilise ici

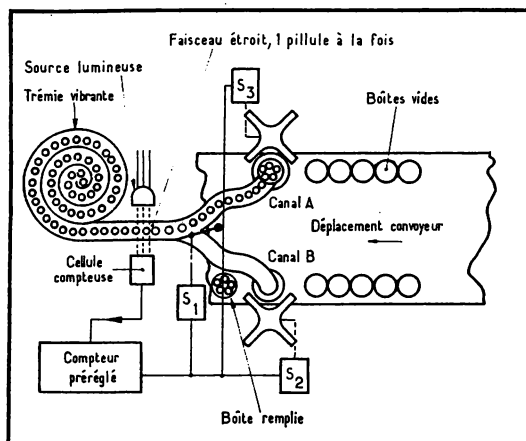


Fig. D-37. — Remplissage automatique de flacons par un nombre compté de pillules.

un compteur préréglé sur le nombre de comprimés que chaque flacon doit contenir. Lorsque ce nombre est atteint, le solénoïde S_1 actionne la plaque défectrice aiguillant les comprimés sur le conduit de remplissage libre, A ou B. Les comprimés glissent dans le flacon amené par le convoyeur et maintenu en place par un tourniquet actionné par le solénoïde S_2 . Au bout du temps nécessaire au remplissage, S_2 fait tourner le tourniquet, le flacon rempli continue son chemin sur le convoyeur et le suivant est mis en place pour le remplissage. Pendant ce temps, la même opération se poursuit sur le conduit B dont le tourniquet est commandé par le solénoïde S_3 .

E — LA COMMANDE NUMÉRIQUE D'OPÉRATIONS

Pour conduire les opérations d'une machine comme le ferait un opérateur humain, un système de commande électronique doit être capable de prendre des décisions *logiques* dans un jeu de conditions donné. Les ordres transmis à la machine commandée doivent être subordonnés à l'existence de certaines conditions et à l'absence d'autres. Toutes ces conditions sont exprimées sans ambiguïté en langage binaire par *oui* (1) et *non* (0) que l'on traduit électroniquement par les états de conduction et de non-conduction d'un dispositif (contact, diode, transistor ou tube). Un système de commande caractérisant toutes les situations par les chiffres 0 et 1 est dit *numérique*.

E. 1. — L'« intelligence » limitée de l'automatisme

L'opérateur humain, même peu intelligent, est remarquable par son adaptation rapide à une situation nouvelle ou imprévue : il apprend constamment. Supposons qu'il s'agisse de saisir des objets sur un convoyeur, travail des plus simples que même un animal dressé peut accomplir en ajustant instinctivement ses mouvements à la position de l'objet une fois perçu.

Cet instinct si commun fait défaut au système automatique, incapable de faire face à une situation imprévue. Il faut le munir d'un système de capteurs (photoélectriques par exemple) et de servomécanismes relativement compliqués pour qu'il soit à même de saisir des objets décalés ou tournés. Il est généralement plus simple de prendre des dispositions pour que les objets se présentent toujours de la même façon.

L'attention de l'opérateur serait immédiatement attirée par l'aspect différent de l'un des objets, par exemple sa couleur inhabituelle. On peut bien entendu munir l'automatisme d'un colorimètre qui détecte cet aspect inhabituel, au prix d'une complication additionnelle ; en l'absence de ce dispositif, la machine ne peut déceler cette particularité. Le constructeur de l'automatisme doit donc penser, étape par étape, toutes les opérations à exécuter par la machine, envisager toutes les situations qui pourraient se présenter et concevoir l'action correspondante de la machine. L'automatisme est incapable de s'accommoder d'une situation qui n'a pas été prévue.

Pour permettre à la machine de prendre les décisions même les plus simples, il faut lui inculquer de la logique. Si votre robot domestique doit entrer dans la salle à manger, il doit d'abord s'assurer que la porte est ouverte et, le cas échéant, l'ouvrir avant d'entrer. Des capteurs adéquats doivent envoyer à son « cerveau » un signal « porte ouverte » ou « porte fermée ». Toute calculatrice (et le cerveau du robot en est une) contient des *circuits de logique* qui prennent les décisions, matérialisées par des courants transmis à des moteurs et actionneurs qui exécutent les actions qu'exige la situation.

Les instructions du système de commande sont contenues dans un *programme* qui prescrit la succession des opérations (par exemple *d'abord* ouvrir la porte, *ensuite* entrer). Il y a des instructions combinées qui font dépendre la décision de la réalisation de certaines conditions

et de l'absence d'autres. Par exemple, ouvrir la porte *seulement* si elle est fermée. Cela signifie que l'action d'ouverture est subordonnée à l'arrivée d'un signal d'un capteur indiquant que la porte est effectivement fermée.

Pour donner l'ordre d'entrer, la calculatrice attend l'arrivée du signal « action accomplie » ; c'est pour elle le seul moyen de savoir si le passage est libre. On ne peut pas simultanément ouvrir une porte et entrer, et la tentative de passer à travers une porte fermée conduirait à des dégâts (purements matériels ici). Le dispositif annonçant à la calculatrice l'accomplissement de l'action existe dans tous les automatismes. Souvent, on trouve encore un *temporisateur* retardant l'action suivante pour laisser à l'opération en cours le temps de s'achever.

La succession des opérations est enregistrée dans une *mémoire*. Un type simple de mémoire est le *programmeur* que l'on trouve dans les machines à laver automatiques. C'est un micro-moteur à réducteur qui entraîne un jeu de cames fermant et ouvrant une série de contacts à des instants bien déterminés, fixés par construction. Si le programme doit être facile à modifier (comme c'est notamment le cas des commandes d'usinage), on utilise comme support d'informations des bandes ou cartes perforées ou des bandes magnétiques, déchiffrées par un dispositif lecteur adéquat.

E. 2. — Opérations de logique

La commutation d'un certain nombre d'éléments variables A, B, C fonctionnant par tout ou rien (ce qui correspond aux notations binaires 1 et 0) est étudiée par l'*algèbre de Boole*. Nous nous efforcerons à l'exposer en nous appuyant le plus possible sur les réalités physiques qui nous importent plus que des abstractions mathématiques (1).

La fonction logique O U exprime l'idée de contacts A, B et C *en parallèle*, en série avec une lampe L et une source (fig. E-1). Pour que la lampe s'allume, il faut que A OU B OU C

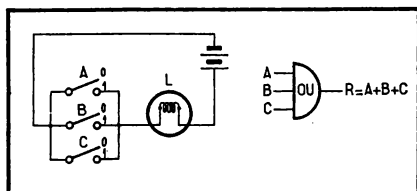


Fig. E-1. — Réalisation pratique et symbole de la fonction O U.

soit fermée. Le symbole de l'opération OU est le signe +. La condition pour que le résultat R soit positif (allumage de la lampe) s'écrit donc $A + B + C = R$, étant entendu que $A = 1$ signifie que l'interrupteur A est fermé, et $A = 0$ qu'il est ouvert.

En algèbre de Boole, la fonction OU n'est pas exclusive comme l'est le mot *ou* dans le langage habituel, mais signifie seulement qu'il suffit que l'un au moins des contacts soit fermé. En effet, la fermeture de contacts supplémentaires ne changera rien au fonctionnement, la lampe n'éclairera pas plus fort.

Lorsqu'il n'y a que deux variables, nous avons les quatre équations :

$$0 + 0 = 0, \quad 0 + 1 = 1, \quad 1 + 0 = 1 \quad \text{et} \quad 1 + 1 = 1.$$

Il suffit en effet qu'un seul contact soit fermé pour que le résultat soit 1. Dans ces conditions, nous avons $A + 0 = A$ (car un contact ouvert en parallèle sur un contact A est inopérant), et $A + 1 = 1$ (car si le contact parallèle est fermé, l'état de A est indifférent).

Après l'addition en algèbre de Boole (la soustraction n'existe pas), passons maintenant à la multiplication qui correspond aux contacts A, B et C montés *en série* avec la lampe et la source (fig. E-2). Pour que la lampe s'allume, il faut que A ET B ET C soient fermés simultanément, ce qui s'écrit, en notation logique, $A \times B \times C = R$, ou plus simplement $A B C = R$. D'après

(1) L'algèbre de BOOLE est exposée clairement dans *Emploi rationnel des transistors*, par J. P. OEHMICHEN, aux éditions Radio, 1963. Nous nous sommes inspiré de cet exposé.

ce qui précède, et en ne perdant pas de vue la réalité physique des schémas, on peut décrire la multiplication logique à deux variables par les quatre égalités :

$$0 \times 0 = 0, \quad 0 \times 1 = 0, \quad 1 \times 0 = 0 \quad \text{et} \quad 1 \times 1 = 1.$$

D'autre part, on a $A \times 0 = 0$ et $A \times 1 = 1$.

La troisième fonction logique s'appelle NON (ou PAS) ; c'est la fonction de complément ou d'inversion, définie comme étant l'autre état de la variable (qui n'en a que deux). Ainsi, la fonction de complément d'une variable A est NON A, ce qui s'écrit en notation logique $\bar{A}$. On a donc $\bar{0} = 1$ et $\bar{1} = 0$. Un double NON vaut un OUI, et $\bar{\bar{A}} = A$. Electriquement, on peut réaliser la fonction NON par un relais à contact de repos qui coupe le circuit d'alimentation de la lampe L durant l'application du signal à l'enroulement (fig. E-3). Electroniquement,

Fig. E-2. — Réalisation pratique et symbole de la fonction ET.

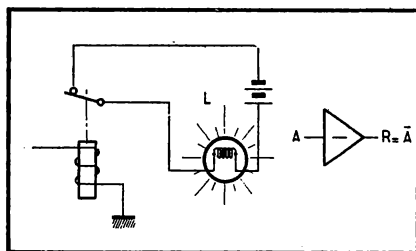
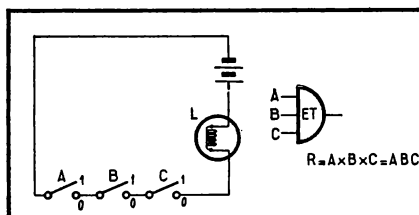


Fig. E-4. — L'inversion de phase correspond à la fonction de complément.

Fig. E-3. — Fonction de complément (NON)

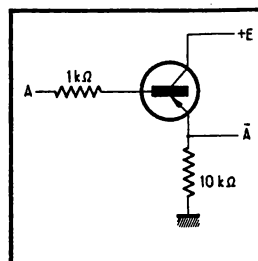
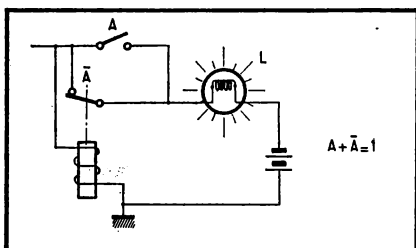


Fig. E-5a. — L'un des contacts est toujours fermé, et la lampe est toujours allumée.



c'est un étage inverseur de phase à transistor ou à tube (fig. E-4). En l'absence de signal, le transistor est saturé, et la sortie est à un potentiel voisin de $+E$. Si l'on applique à la base un signal d'amplitude $+E$, le transistor est bloqué et la tension de sortie est nulle. On réalise donc bien l'inversion de A en $\bar{A}$.

En montant maintenant en parallèle (fonction OU) un contact A et un relais à contact de repos (NON) en série avec une lampe L et sa source (fig. E-5a), la lampe est toujours allumée, car l'un des contacts est toujours fermé. En notation logique, on a $A + \bar{A} = 1$. Si les

deux entrées sont indépendantes, nous avons un circuit *OU* complété *NON-OU* ou *NI* (*NOR* en anglais, fig. E-5b). Si *A* et *B* sont les entrées, leur somme logique est $A + B$, et la

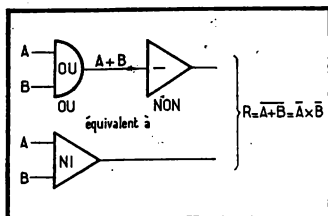


Fig. E-6a. — L'un des contacts est toujours ouvert, la lampe ne peut s'allumer.

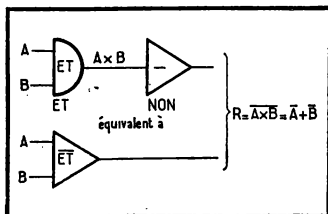


Fig. E-5b. — Circuit *OU* complété ou *NI*.

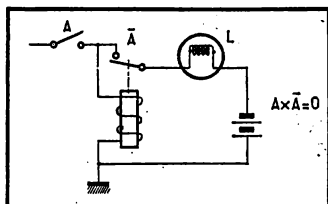


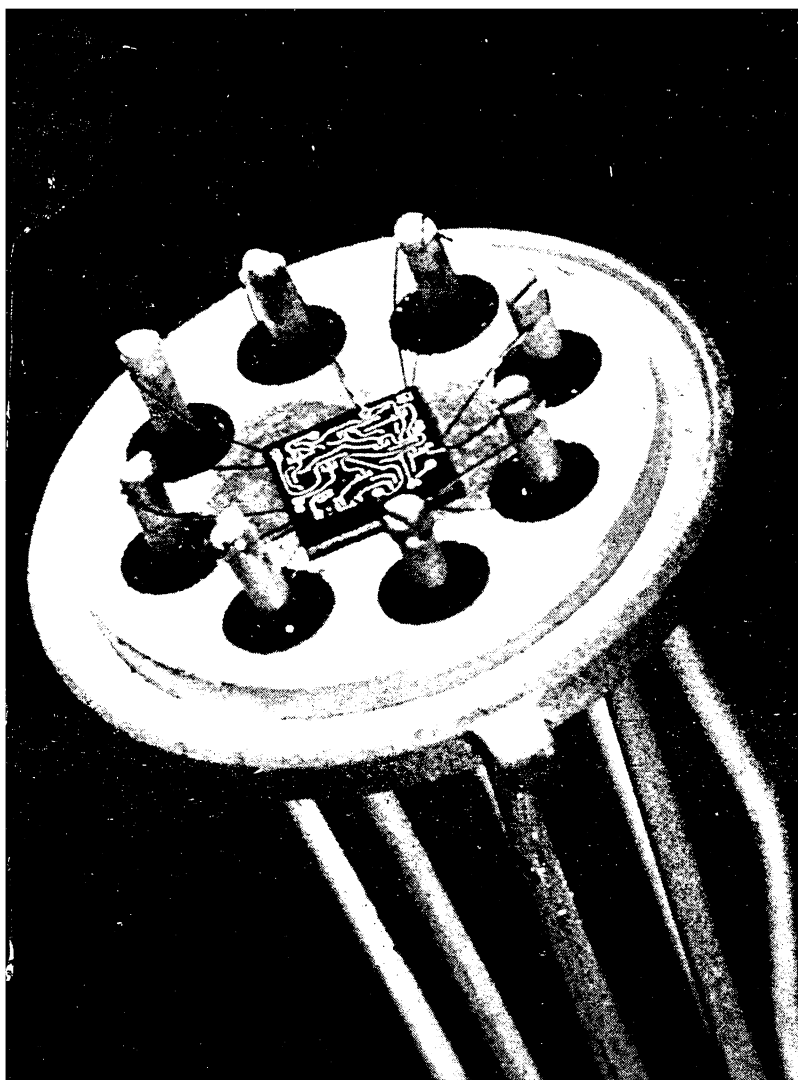
Fig. E-6b. — Circuit *ET* complété.

fonction inverse à la sortie est $\overline{A + B}$. Or, d'après un théorème de l'algèbre logique, le complément d'une somme logique est égal au produit logique des compléments des éléments de la somme, soit $\overline{A + B} = \overline{A} \times \overline{B}$. Si $A + B$ signifie qu'au moins l'un des deux contacts *A* et *B* montés en parallèle est fermé, $\overline{A + B}$ veut dire qu'au moins l'un des deux est ouvert, voire les deux. Ceci équivaut à la mise en série des deux contacts ouverts $\overline{A}$ et $\overline{B}$.

Si nous montons en série le contact *A* et le contact de repos du relais (*NON*), nous avons $A \times \overline{A} = 0$ (fig. E-6a) ; l'un des deux contacts est toujours ouvert, et la lampe reste éteinte. Dans le cas plus général de l'indépendance des variables *A* et *B* (fig. E-6b), nous avons un circuit *ET* complété *NON-ET* qu'à défaut d'une conjonction usuelle, on pourrait appeler par contraction *NET* (en anglais, on a contracté *NOT AND* en *NAND* qui n'existe pas dans le langage ordinaire). Avec deux entrées *A* et *B*, on a ainsi le produit logique $A \times B$ dont la fonction inverse est $\overline{A \times B}$. Or, d'après un autre théorème (dit de Morgan), le complément d'un produit logique est égal à la somme des compléments des facteurs. On a donc $\overline{A \times B} = \overline{A} + \overline{B}$. Si $A \times B$ signifie deux contacts *A* et *B* fermés en série, $\overline{A \times B}$ décrit *A* et *B* ouverts en série, ce qui équivaut à *A* et *B*, toujours ouverts, en parallèle. (Ne pas confondre $\overline{A \times B}$, le complément du produit, avec $\overline{A} \times \overline{B}$, le produit des compléments, égal au complément de la somme $\overline{A + B}$.)

OU, *ET*, *NON*, *NI* et *NON ET* (*NET*) sont les principales fonctions logiques qu'il importe de connaître. Dans la réalisation d'un système de logique, il est désirable d'avoir le moins possible de modèles différents de circuits de logique, et la fabrication de modèles moins nombreux en séries plus grandes est plus rationnelle. Dans cet ordre d'idées, le circuit *NI* est particulièrement intéressant, car il est possible de constituer un ensemble complet de logique composé uniquement de circuits *NI* judicieusement combinés.

Il faut compléter cette énumération par quelques fonctions auxiliaires. Il y a la régénération ou amplification du signal sans inversion de phase que l'on pourrait baptiser fonction *OUI*,



Circuit intégré semi-conducteur. Logique DTL (SESCO).

réalisable par le montage en série de deux circuits NON; il y a la fonction de *mémoire*, matérialisée par une bascule Eccles-Jordan, et la fonction de *temporisation* ou de *retard* réalisée par univibrateur.

E. 3. — Tracé de schémas de logique

Les fonctions de logique que nous venons d'examiner permettent de tracer de logique d'un système décrivant (en quelque sorte sténographiquement) ses fonctionnements. Prenons comme exemple l'appel d'un ascenseur. Trois variables à considérer : le bouton d'appel B, le voyant L signalant le fonctionnement et le fermant à la fermeture des portes. (En fait, il y a un contact de porte à chaque étage, ces contacts sont branchés en série (fonction ET). Pour simplifier, nous les considérons comme un seul.) Ces trois variables peuvent être en position de fonctionnement d'arrêt (0). Nous avons donc $2^3 = 8$ situations possibles, comme le montre le tableau

Situation	B	L	P	Résultat
1	0	0	0	non acceptable
2	0	0	1	acceptable
3	0	1	0	acceptable
4	0	1	1	acceptable
5	1	0	0	non acceptable
6	1	0	1	acceptable
7	1	1	0	non acceptable
8	1	1	1	non acceptable

La dernière colonne indique si la combinaison est acceptable. Ainsi, la situation 6 : appuyer sur le bouton lorsque le voyant est éteint et les portes fermées est acceptable, tandis qu'il est inacceptable d'appuyer sur le bouton lorsque le voyant est allumé, que les portes soient ouvertes (7) ou fermées (8). Nous pouvons donc écrire les quatre situations acceptables :

$$B0 L0 P1 + B0 L1 P0 + B0 L1 P1 + B1 L0 P1 = R$$

ou encore, en remplaçant le signe 0 d'une variable par son complément :

$$\bar{B}LP + \bar{B}\bar{L}\bar{P} + \bar{B}LP + B\bar{L}\bar{P} = R,$$

la lettre R indiquant un résultat acceptable (un résultat inacceptable s'écrit $\bar{R}$).

La figure E-7 montre le diagramme de logique de cette équation, réalisé avec 4 circuits

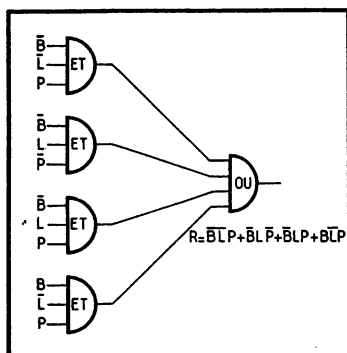


Fig. E-7. — Diagramme de logique de l'appel d'un ascenseur.

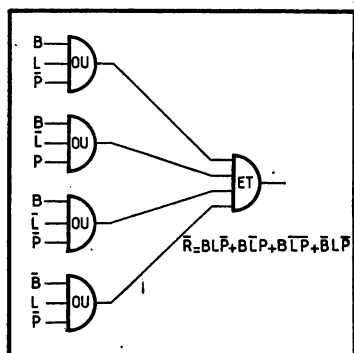


Fig. E-8. — Diagramme de l'interdiction d'appel d'un ascenseur.

ET et un OU. Chaque circuit ET ne produit de signal à la sortie que si les trois variables sont dans l'état indiqué. Il suffit qu'un seul circuit ET produise un signal pour que le circuit OU autorise le fonctionnement de l'ascenseur.

Ici, nous avons un résultat acceptable R. Nous pouvons aussi grouper les situations inacceptables pour obtenir un résultat inacceptable $\bar{R}$, ce qui signifie que l'ascenseur *ne peut pas fonctionner* si ..., ce qui équivaut à une interdiction. Pour cela, il faut remplacer chaque variable par son complément, les signes + par $\times$ et les $\times$ par +. On obtient ainsi l'équation :

$$B\bar{L}\bar{P} \times \bar{B}L\bar{P} \times B\bar{L}P \times \bar{B}LP = \bar{R}.$$

Le diagramme logique de cette dernière équation apparaît sur la figure E-8. Il y a quatre circuits OU à la place des ET, et le OU à la sortie devient un ET. Si *tous* les circuits OU produisent un signal, le circuit ET interdit le fonctionnement de l'ascenseur.

Ces diagrammes de logique sont très utiles pour concevoir des systèmes de commutation ; mais ils sont aussi commodes pour l'analyse des schémas, car ils permettent de voir rapidement si le chemin du courant est correct ou non.

E. 4. — Relais statiques

Les fonctions logiques étaient autrefois accomplies par relais uniquement. Aujourd'hui, on remplace de plus en plus les relais (dont les contacts peuvent donner des ennuis) par des circuits de logique à diodes et à transistors que l'on appelle « relais statiques ». Ce sont de petits montages très denses, voire des microcircuits, noyés dans un petit bloc de résine d'un volume de quelques centimètres cubes muni de broches pour l'enfichage ; d'autres modèles sont montés sur cartes enfichables. Chaque constructeur a ses propres modèles qui ne sont pas interchangeables avec ceux du concurrent. Peut-être y aura-t-il un jour une norme.

Les fonctions ET et OU peuvent être réalisées par des circuits à diodes que l'on appelle aussi *portes* (gates en anglais). La figure E-9 montre une porte OU à 3 entrées donnant 3 en-

Fig. E-9. — Porte OU à 3 entrées à diodes.

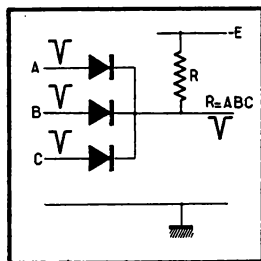
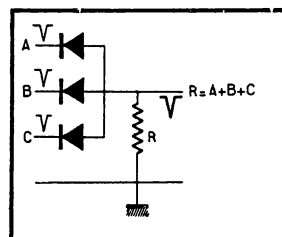


Fig. E-10. — Porte ET à 3 entrées à diodes.

trées A, B et C. Il suffit que l'une des entrées A OU B OU C soit mise à un potentiel négatif pour que la diode correspondante soit polarisée dans le sens direct et que le potentiel négatif se retrouve sur la borne de sortie. En notation logique : $A + B + C$.

Dans le circuit ET à diodes (fig. E-10), les cathodes des diodes réunies ensemble sont ramenées à travers une résistance au potentiel négatif. Si une seule de ces diodes est mise à la masse, elle est conductrice et met la borne de sortie à la masse ; il n'y a donc pas de signal

à la sortie. Pour que la sortie soit à un potentiel, il faut donc que *A E T B E T C* reçoivent *simultanément* des signaux (négatifs). En notation logique : $A \times B \times C$ ou ABC . Ces deux types de circuits sont souvent appelés *DL* (Diode Logic).

En utilisant des impulsions positives, la porte *OU* de la figure E-9 devient une porte *ET*, et le circuit *ET* de la figure E-10 devient un circuit *OU*.

Les relais statiques à diodes affaiblissent le signal qui aura à être amplifié ultérieurement. On utilise donc de plus en plus des transistors pour toutes les fonctions logiques. Dans la technique récente des circuits intégrés, tous les éléments, actifs et passifs (résistances) sont agencés dans une minuscule pastille de silicium logée dans un boîtier normal de transistor. En fabrication, il n'est pas plus coûteux de faire alors un transistor plutôt qu'une diode, et le relais statique à diodes perd de son intérêt.

Dans les circuits de logique qui fonctionnent toujours par tout-ou-rien, on utilise des transistors de commutation présentant une faible chute de tension à l'état conducteur et un courant résiduel négligeable à l'état bloqué (voir chapitre C. 8). Un transistor en montage *E. C.* inverse la phase ; nous avons donc un circuit *NON* dont la sortie est $\bar{A}$ si l'entrée est *A* (fig. E-11). En montage *C. C.*, il n'y a pas d'inversion de phase, et pour une entrée *A*, la sortie

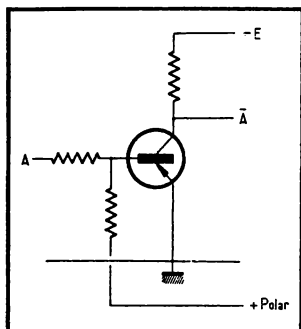


Fig. E-11. — Circuit *NON* à transistor.

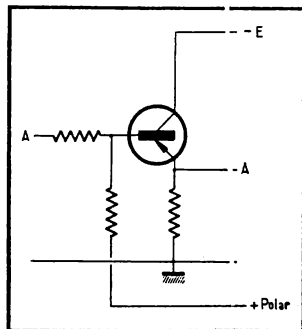


Fig. E-12. — Circuit *OUI* (régénération) à transistor.

est encore *A* (fig. E-12). C'est un circuit *OUI* qui n'apporte rien au point de vue logique, mais est utile pour *régénérer* le signal qui peut avoir besoin d'une amplification sans inversion de phase.

La figure E-13 montre une porte *ET* à transistors *p-n-p* montés en *C. C.*, donc sans inversion de phase, fonctionnant avec des impulsions positives à l'entrée (*A*, *B*) et à la sortie (*AB*).

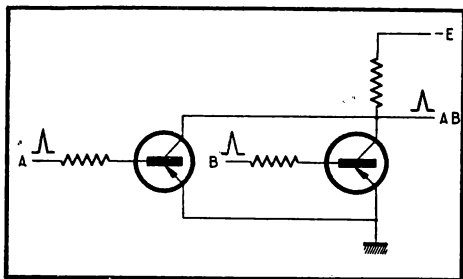


Fig. E-13. — Porte *ET* à transistors.

Il faut que des signaux soient appliqués simultanément à *A* et *B* pour qu'il y ait un signal à la sortie, les deux transistors étant alors bloqués. La porte *OU* de la figure E-14 ressemble

beaucoup au montage précédent, mais utilise des transistors *n-p-n*, toujours en montage C. C. Les transistors sont normalement bloqués en rendant les bases négatives par rapport aux émetteurs. Il suffit d'un seul signal positif A ou B pour qu'il y ait un signal positif à la sortie.

Mais dans la plupart des cas, les transistors sont montés en E. C., ce qui conduit à des fonctions de négation NON, NI et NON ET (compléments). Le circuit NI de la figure E-15

Fig. E-14. — Porte OU à transistors.
(lire + E à la place de - E)

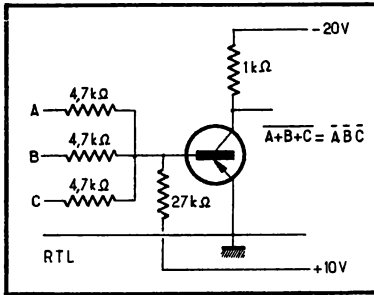
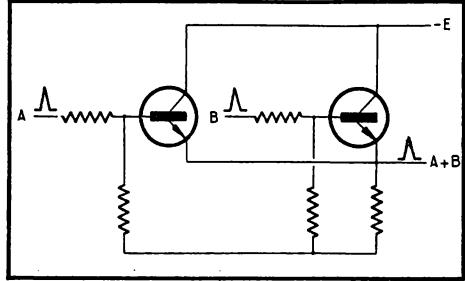


Fig. E-15. — Circuit NI permettant de réaliser les principales fonctions.

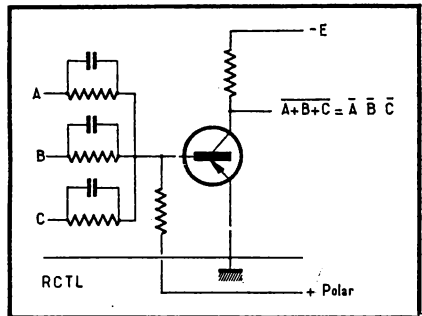


Fig. E-16. — Circuit NI à résistances d'entrée shuntées par condensateurs.

est remarquable du fait qu'il permet, à lui seul, de réaliser ET, OU, NON et MEMOIRE. Il suffit donc de disposer d'un nombre suffisant de circuits NI pour pouvoir réaliser n'importe quel système de commande statique. Ce circuit se compose d'un transistor dont la base est reliée par résistance au nombre voulu d'entrées. En l'absence de signal à l'entrée, le transistor est bloqué par une polarisation positive de sa base, et la borne de sortie est alors au potentiel - E. Si un signal de polarité négative est appliqué à A OU B OU C, le transistor devient conducteur, et le potentiel de la sortie tombe à quelques millivolts. On obtient donc une tension de sortie (négative par rapport à la masse) lorsqu'il n'y a NI A NI B NI C.

Les constructeurs désignent ce circuit souvent par RTL (Resistor Transistor Logic). Pour réduire le temps de commutation, on peut shunter les résistances d'entrée par de petits condensateurs (fig. E-16). Ce montage dit RCTL (Resistor Capacitor Transistor Logic) est équivalent au RTL.

Il y a certains avantages à remplacer les résistances d'entrée par des diodes. On obtient ainsi la configuration DTL (Diode Transistor Logic) de la figure E-17. C'est une porte OU

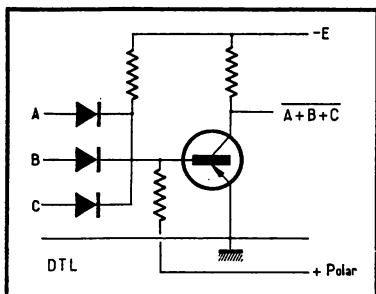
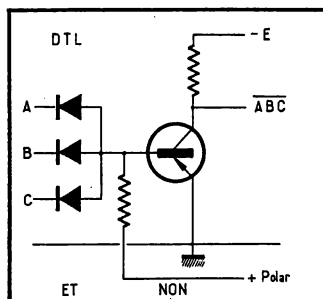


Fig. E-17. — Circuit NI à transistor et diodes.

Fig. E-18. — Circuit ET complémenté à transistor et diodes.



à diodes, suivie de l'étage inverseur (NON) à transistor ; nous avons donc la fonction OU NON, soit NI. En inversant les diodes et en donnant à la base une polarisation plus négative, nous avons une autre configuration DTL, une porte ET à diodes suivie d'un étage NON, ce qui donne la fonction ET complémenté NON ET (fig. E-18). Dans ces DTL, le transistor compense l'affaiblissement introduit par les diodes.

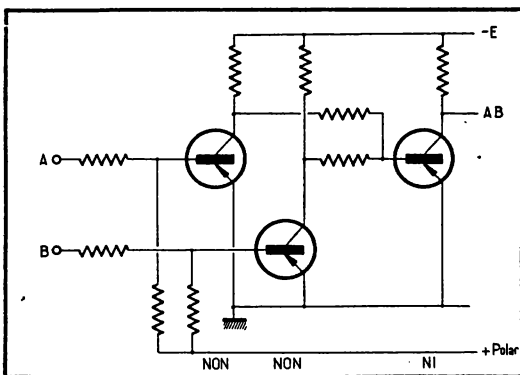
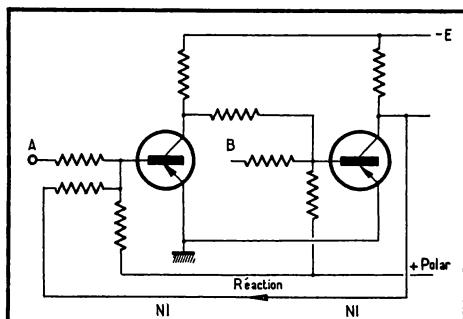


Fig. E-19. — Reconstitution de la fonction ET par deux NON et un NI

Si l'on relie ensemble les entrées d'un circuit NI, on obtient un circuit NON. Un circuit NI monté en cascade avec un autre NI connecté en NON donne NON NI, soit OU. Deux NI connectés en NON et montés en cascade donnent NON NON, soit OUI (fonction de régénération). La fonction ET peut être reconstituée par un NI et deux NON (fig. E-19). Enfin,

en montant deux NI en cascade et en reliant une entrée à la sortie, on réalise une bascule bistable Eccles-Jordan constituant la fonction de mémoire (fig. E-20). Le NI est donc véritablement universel.

Fig. E-20. — Fonction de mémoire réalisée par deux NI en cascade.



On montre par l'algèbre de Boole qu'une série de portes OU suivie d'une porte ET peut être remplacée par une série de circuits NI suivie d'un autre circuit NI. Comme application pratique, revenons au schéma logique de la commande d'ascenseur représenté sur la figure E-8. Nous pouvons réaliser ce schéma par 4 circuits NI à 3 entrées chacun et un dernier NI dont les 4 entrées sont branchées sur les sorties des NI précédents (fig. E-21).

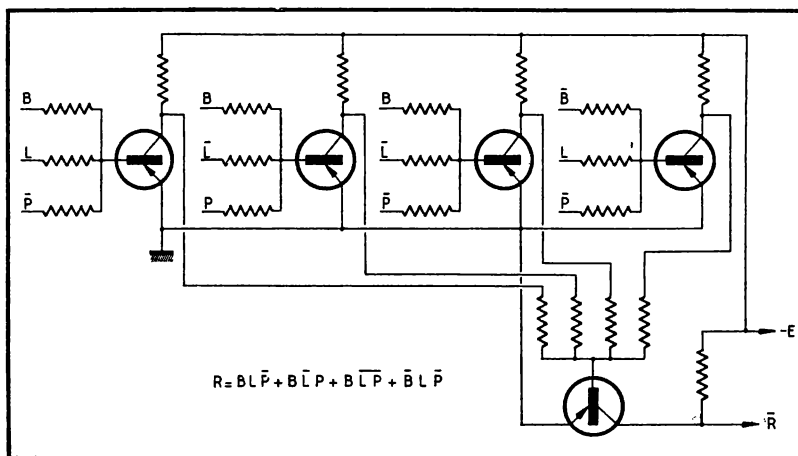


Fig. E-21. — Réalisation pratique de la logique de la figure E-8.

Ces circuits de logique sont maintenant livrables en version intégrée. La *SESCO* par exemple livre les configurations DTL, DCTL et RTL logées dans le boîtier normalisé TO-5 à 10 fils de sortie ou en boîtier plat $6,35 \times 6,35$ mm. On peut ainsi réaliser des logiques complexes avec un encombrement extrêmement réduit.

E. 5. — Commutation statique par éléments magnétiques

Il existe un autre type de relais statiques, également à l'état solide, basé sur la boucle d'hystérésis rectangulaire d'un circuit magnétique réalisé en un alliage spécial de ferrosili-

cium ou de ferronickel à grains orientés (1). La figure E-22 reproduit la courbe de l'induction B d'un tel alliage en fonction du champ d'aimantation H , courbe que l'on appelle boucle d'hystérésis.

En appliquant un champ H positif à un circuit magnétiquement neuf, le point de fonctionnement passe de 0 à C. C'est le cycle de première aimantation ; à moins d'une désaimantation soigneuse, le point 0 ne sera plus jamais atteint. Sous l'action de H , B augmente très rapidement ; puis il y a un coude brusque de saturation, et B n'augmente pratiquement plus. (Les tôles magnétiques ordinaires, inutilisables pour la commutation statique, ont une saturation très progressive, sans coude prononcé.)

Si nous supprimons maintenant H , le point de fonctionnement se déplace de C en A. A cause de la saturation prononcée, l'induction B est pratiquement la même en A et en C ; c'est l'induction résiduelle B_r qui correspond au champ nul.

Le rétablissement du champ H ne modifie pratiquement pas B , bien que le point de fonctionnement passe de A à C. En revanche, si nous appliquons un champ $-H$ de polarité opposée, le point passe de A par D en E pour s'établir en F lorsque l'aimantation cesse. L'induction est alors $-B_r$. Tandis que le rétablissement de $-H$ est inopérant, un champ H fait passer le point de fonctionnement de F par G en C, puis à A. Nous avons donc un système bistable analogue à une bascule Eccles-Jordan dont les deux états stables sont caractérisés par B_r que nous appelons « 1 » et $-B_r$ que nous appelons « 0 ».

Avec un tore magnétique ayant cette boucle d'hystérésis rectangulaire et portant trois enroulements A, B et C (fig. E-23), nous avons un dispositif de logique réalisant les fonctions

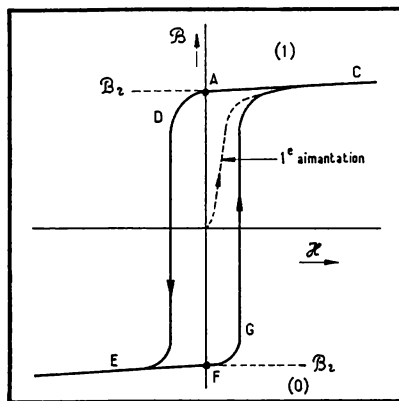
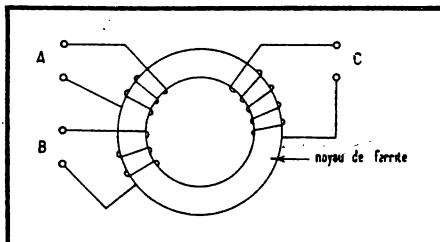


Fig. E-22. -- Boucle d'hystérésis magnétique.

Fig. E-23. — Tore magnétique de commutation à 3 enroulements.



ET, OU et MEMOIRE. Les signaux produisant le champ H sont appliqués à A et B, et C est l'enroulement de lecture. Un signal qui ne change pas le signe de B_r ne produit aucune tension dans C. En revanche, si B_r change de signe (en passant de A en F ou de F en A),

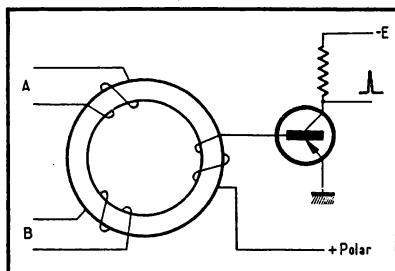
(1) L. NOSBOM, *Amplificateur magnétique et thyatron au silicium dans l'industrie*, aux Éditions Radio, 1965.

l'inversion soudaine du flux magnétique induit une impulsion dans C. En partant d'un état connu, 0 par exemple, il suffit d'appliquer à A ou B un signal de polarité connue et d'observer ce qui se passe à la sortie de C pour savoir si le tore *était* à l'état 0 ou 1. (Dans ce dispositif, la lecture *détruit* l'information ; il existe des montages à lecture non destructive.)

C'est là la fonction MEMOIRE. Nous obtenons un circuit O U si chacun des signaux appliqués à A et B est suffisant à lui seul pour opérer le basculement. Si l'amplitude d'un seul signal est insuffisante pour inverser l'induction, nous avons une porte ET : il y a basculement si nous avons *simultanément* des signaux sur A ET B.

On peut réaliser une commande statique, voire une calculatrice, en utilisant uniquement des tores magnétiques, l'amplification étant réalisée par le principe Ramey de rétablissement du flux utilisé dans les amplificateurs magnétiques. Les tores peuvent aussi servir d'éléments logiques uniquement, en combinaison avec des transistors assurant l'amplification. Dans le montage de la figure E-24, la base du transistor commandé est reliée à une polarisation

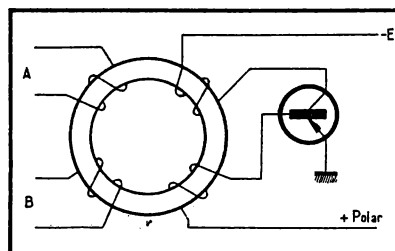
Fig. E-24. — Amplification par transistor du signal du tore.



positive en passant par l'enroulement C. Le transistor est donc normalement bloqué, et l'impulsion négative induite dans C à l'inversion de l'induction le rend conducteur. La borne de sortie S, normalement au potentiel négatif E, prend pour un instant un potentiel pratiquement nul ; il y a une impulsion positive par rapport à la masse, capable de commander d'autres tores.

On peut encore se servir du transistor pour exercer une réaction accélérant le basculement. Avec les enroulements C et D connectés en série avec le collecteur et la base pour qu'il y ait réaction, le montage de la figure E-25 ressemble à un oscillateur. La réaction est cependant

Fig. E-25. — Le transistor accélère la commutation du tore.



insuffisante pour qu'il y ait oscillation entretenue, et le transistor est bloqué par la base. A l'arrivée d'une impulsion, le transistor devient conducteur, la perméabilité différentielle dB/dH du tore, faible à la saturation, devient très élevée et entraîne une réaction énergétique jusqu'à la fin de la commutation. On peut travailler ainsi avec des impulsions très courtes dont la fréquence de récurrence atteint 100 kHz.

Plusieurs constructeurs fabriquent des commandes statiques dérivées du principe de l'amplificateur magnétique (le système CYPACK de Westinghouse par exemple), réalisées sous forme de petits blocs enfichables de la grandeur d'une boîte d'allumettes. On peut penser

que grâce aux progrès immenses de la technologie des semiconducteurs, et des circuits intégrés en particulier, les commandes magnétiques céderont progressivement la place aux relais statiques à semiconducteurs dont le coût peut être plus faible.

E. 6. — Convertisseurs analogique-numérique

La partie logique et calculateur d'un système automatique travaille généralement en mode binaire ou binaire-décimal. Comme les capteurs qui lui transmettent les informations sur la marche de l'opération commandée produisent généralement un signal analogique, par exemple une tension proportionnelle à la grandeur mesurée, il faut convertir cette information analogique en numérique, seul langage que comprend le système automatique.

Le potentiomètre de la figure B-1 est un capteur analogique de position angulaire ; l'encodeur numérique de la figure E-26 fournit l'information de position angulaire sous

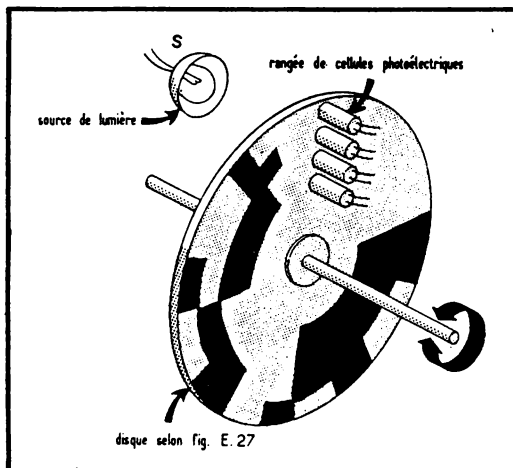
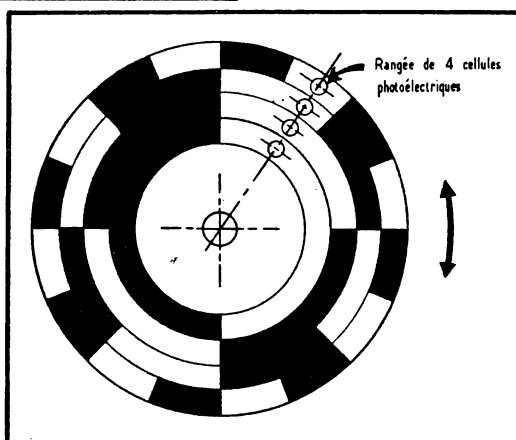


Fig. E-26. — Codeur numérique de position angulaire.

Fig. E-27. — Disque d'encodage numérique à 16 positions.



forme numérique. Son élément essentiel est un disque transparent avec des dépôts opaques concentriques disposés selon le dessin de la figure E-27. Dans cet exemple, nous avons

4 cercles concentriques à segments transparents ou opaques. Quatre cellules photoélectriques sont disposées sur une ligne radiale de lecture et illuminées par une source lumineuse placée de l'autre côté du disque. Chaque cellule est donc éclairée ou obscurcie, états que l'on peut faire correspondre aux chiffres binaires 0 et 1. Avec les 4 cercles et cellules, on peut définir 16 positions angulaires différentes.

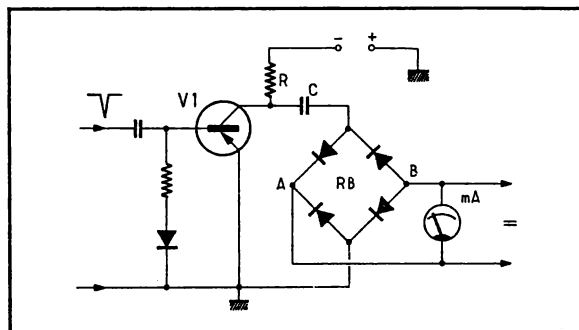
On utilise de tels encodeurs angulaires aussi bien pour mesurer la position angulaire d'une table de fraisage que pour relever l'angle de pointage d'une tourelle radar. Avec des cercles concentriques nombreux, on arrive à une sous-division fine de la circonférence ; avec n cercles et cellules, la révolution complète de 360° est divisée en 2^n parties. Ces disques sont réalisés par photogravure à partir d'un dessin précis à grande échelle. La lecture est effectuée par phototransistors montés en photodiodes de quelques millimètres de diamètre seulement. On peut aussi déposer électrolytiquement des secteurs métalliques sur un disque isolant et établir le contact par des balais métalliques fins.

Le même disque peut être développé en longueur, et on obtient alors un encodeur de déplacements linéaires pour chariots de machines-outils et applications analogues.

La roue phonique (chapitre B. 8) est déjà un capteur à sortie numérique, car le nombre d'impulsions produit donne directement le déplacement angulaire. Le nombre d'impulsions comptées durant 1 mn et divisé par le nombre de dents donne la vitesse de rotation en t/mn.

Le signal numérique à la sortie de la calculatrice doit être reconverti en forme analogique pour être transmis aux actionneurs. Dans les systèmes à boucle, la sortie numérique doit aussi être convertie en analogique pour la réinjection à l'entrée. On se sert à cet effet de convertisseurs numérique-analogique. La figure E-28 montre un exemple d'un tel montage. Des

Fig. E-28. — Ce convertisseur numérique/analogique mesure la fréquence de récurrence d'impulsions.



impulsions appliquées à l'entrée sont amplifiées par le transistor et chargent le condensateur C qui se décharge dans les intervalles. Les courants de charge et de décharge passent par le pont redresseur, et une tension continue proportionnelle à la fréquence de récurrence apparaît sur la diagonale AB du redresseur. Un milliampèremètre branché entre A et B affiche cette fréquence en analogique. Ce montage peut d'ailleurs servir de fréquencemètre à condition de transformer l'onde mesurée en impulsions d'amplitude constante.

E. 7. — Commandes à programme

La commande automatique de machines-outils comme la conduite d'une opération industrielle complète exigent des instructions pour chacune des étapes successives, contenues dans un programme. Les commandes étant numériques, le programme doit être rédigé en langage binaire, directement accessible aux circuits de logique. On utilise à cet effet des cartes perforées (les mêmes qui servent dans les calculatrices), des bandes perforées et des bandes magnétiques. Dans les bandes et cartes perforées, on convient d'appeler « 1 » le trou à un emplacement donné (l'adresse), et « 0 » l'absence de trou au même endroit.

Les cartes perforées ont l'avantage de pouvoir être traitées, perforées et vérifiées par une calculatrice à cartes qui existe souvent déjà dans l'entreprise. La bande perforée est plus facile

à ranger et à manipuler, et aussi plus rapide à utiliser. La bande magnétique est généralement de grande largeur, 5 cm par exemple, car elle doit comprendre un certain nombre de pistes correspondant chacune à un canal de commande. Cette bande est montée sur un enregistreur magnétique spécial à têtes multiples superposées dont le principe est celui d'un magnétophone sur lequel on enregistre uniquement des impulsions de commande. Un enregistrement qui n'est plus utile peut être effacé, et la bande est alors prête à être réutilisée.

Les bandes ou cartes perforées passent dans un lecteur qui extrait l'information à l'aide de palpeurs ou balais établissant le contact à travers les trous. D'autres lecteurs utilisent des cellules photoélectriques disposées en ligne et illuminées à travers les trous par une source de lumière disposée de l'autre côté de la bande (fig. E-29). La bande comprend à intervalles réguliers des rangées de 6 emplacements de trous qui peuvent être perforés (1) ou non (0). La rangée centrale de trous plus petits sert à l'avancement de la bande. Chaque rangée exprime donc un nombre binaire à 6 chiffres ou *bits*.

Chaque rangée de trous contient les instructions pour une phase du travail, par exemple :

- démarrage moteur ;
- mise en place mèche n° 6 ;
- avance mèche de 12 mm, 1,8 mm par tour ;
- retour mèche ;
- arrêt moteur.

A chaque ligne, la bande marque un arrêt. Les lecteurs extraient l'information et la transmettent aux circuits de logique. L'opération demandée s'accomplit, et à la fin, un signal « opération accomplie » est renvoyé sur le lecteur qui avance la bande d'une ligne pour qu'elle donne les instructions pour la phase suivante.

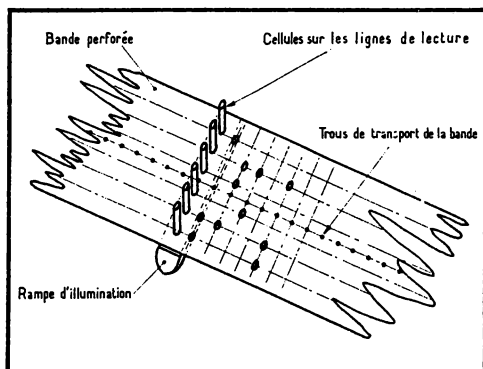


Fig. E-29. — Principe d'un lecteur de bande perforée.

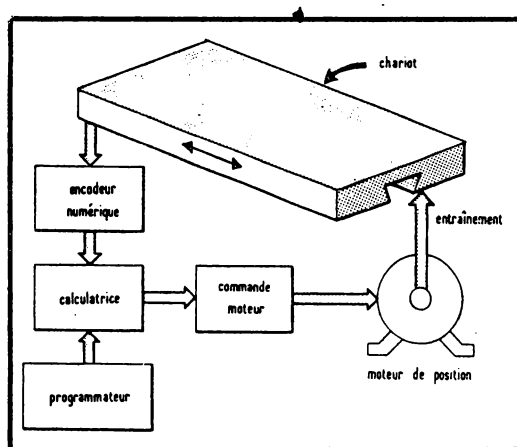
E. 8. — Commande numérique de machine-outil

Il existe deux types fondamentaux de commandes numériques. Dans le système « simple » de mise en place (*positioning* en anglais), utilisé dans les perceuses et tours verticaux, le déplacement de la table suivant deux directions perpendiculaires est effectué par des vis-mère entraînées par des servomécanismes suivant des instructions contenues dans le programme. On peut ainsi effectuer des opérations de perçage précis dans une fabrication en grande série.

Le fonctionnement d'une telle commande numérique est représenté schématiquement sur la figure E-30. Une calculatrice numérique de conduite reçoit ses instructions d'un lecteur de cartes ou bandes perforées ou d'un enregistreur magnétique. La position de la table est transmise à la calculatrice par un encodeur qui peut être ici du type linéaire. La calculatrice compare les positions réelle et désirée de la table grâce aux informations reçues et envoie les signaux de commande adéquats au bloc de commande du moteur qui entraîne la vis-mère pour amener la table à la position désirée. Comme dans tous les systèmes à boucle fermée,

l'encodeur transmet continuellement la position réelle de la table à la calculatrice, et l'opération est terminée lorsque la position transmise par l'encodeur correspond aux instructions du lecteur.

Fig. E-30. — *Com-mande numérique de l'avance d'un chariot.*



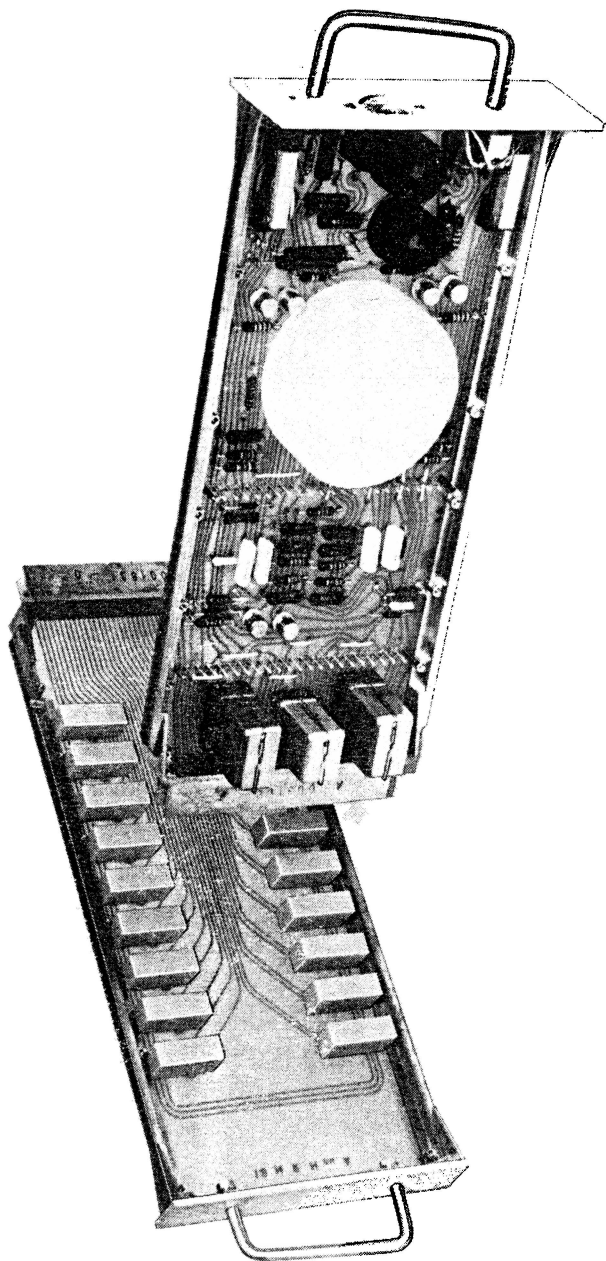
Cette méthode permet d'éliminer la confection coûteuse de calibres et le réglage des outils et butées. L'information de position lue sur un dessin est codée, puis inscrite sur le support de programme sous forme de perforations de cartes ou de bandes ou par enregistrement magnétique. Aux instructions dimensionnelles s'ajoutent les ordres concernant les types d'action : marche, arrêt, mise en place de l'outil n° 6, etc. C'est un travail de routine pour les programmeurs, spécialistes de la programmation.

Des commandes numériques d'un type nettement plus compliqué sont utilisées pour la conduite d'opérations d'usinage comme le profilage dans lesquelles la calculatrice détermine continuellement le déplacement dans les deux ou trois axes de l'outil de coupe. S'il s'agit par exemple de fraiser dans la pièce une rainure circulaire, la machine calcule les coordonnées des points de la circonférence ou le rayon en tenant compte de la tolérance d'usinage admise et commande l'avance de la table dans les deux directions pour usiner la rainure dans les tolérances. Si la rainure ne se trouve pas dans un plan parallèle à celui de la table, la calculatrice détermine également le déplacement selon le troisième axe. On conçoit qu'une telle commande, véritablement universelle, permette le fraisage automatique de pièces géométriquement compliquées comme des aubes de turbine par exemple. C'est un matériel passablement complexe et coûteux.

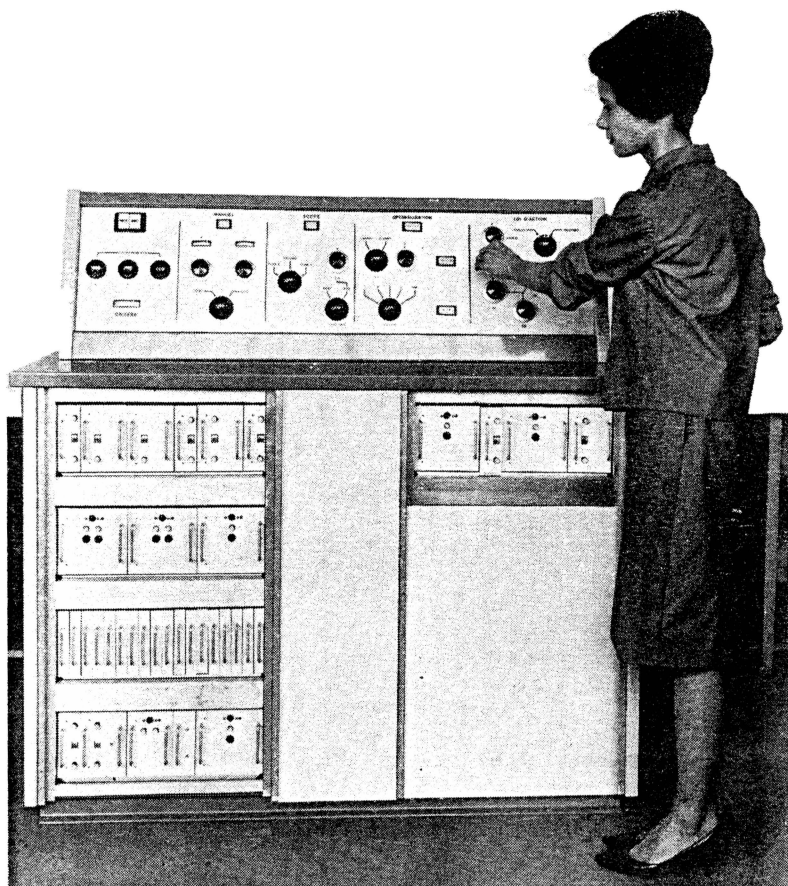
E. 9. — Systèmes à auto-adaptation

Tandis qu'une machine se borne à appliquer les instructions reçues et à afficher le résultat obtenu, l'homme est (ou peut être) pourvu d'un souci de perfection : il ne se contente pas d'accomplir un acte, il essaie (ou peut essayer) de le modifier en vue d'améliorer le résultat. Il apprend en tentant de perfectionner les conditions de fonctionnement du système qu'il commande. Actuellement, beaucoup de recherches sont effectuées sur des machines qui apprennent. De tels systèmes ne se bornent pas à accomplir leur tâche impartie, ils tentent constamment d'obtenir le meilleur résultat possible par un processus d'optimisation. Un tel système de commande s'adapte constamment aux conditions changeantes.

Les systèmes de commande à auto-adaptation conviennent surtout pour la conduite optimale d'opérations de production en continu, dans l'industrie chimique par exemple.



Module analogique (à gauche) ; module numérique (à droite)
Réalisation C.F.T.H.



*Calculateur dynamique d'optimalisation sans modèle mathématique.
(C.F.T.H.)*

Dans une usine chimique, on dose, on traite et on mélange les matières premières et les ingrédients, et on fait subir à ce mélange des traitements adéquats en vue d'obtenir un produit fini de caractéristiques bien définies. Une calculatrice normale de conduite d'opérations s'efforce à maintenir constantes les caractéristiques du produit fini en ajustant les variables du procédé (pression, température, écoulement, etc.) à des valeurs fixes spécifiées.

Par opposition à ce comportement d'obéissance aveugle, une commande à auto-adaptation utilise la méthode humaine d'optimisation par essais successifs. Même si les capteurs indiquent un résultat acceptable pour un jeu de conditions donné, la machine provoque un léger changement *pour voir ce qui se passe*. Supposons que le rendement d'un cycle de production puisse être représenté par la courbe de la figure E-31 où le rendement le plus élevé

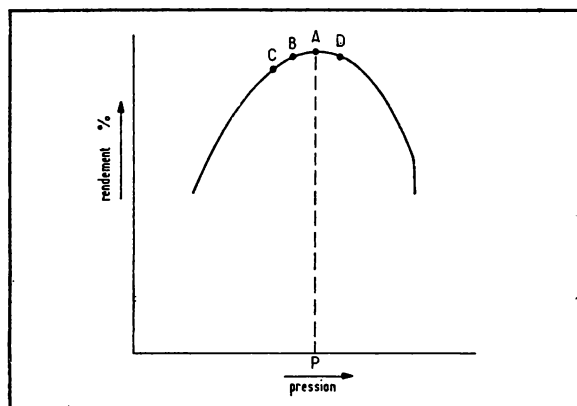


Fig. E-31. — Un système à auto-adaptation cherche toujours les meilleures conditions de fonctionnement.

correspond à une pression P (point A). Soit B le point de fonctionnement actuel, correspondant à un rendement légèrement plus faible. Comme la commande ignore dans quel sens se trouve le point optimal, elle essaie au hasard une légère réduction de pression (point C) et attend le résultat (fonction retard). Comme le rendement est encore plus faible en C qu'en B, le changement n'est pas satisfaisant. La commande tente alors une variation dans le sens opposé et arrive au point A où le rendement est effectivement meilleur. Encouragé en quelque sorte, la commande poursuit dans le même sens, et on atteint le point D ; mais le rendement est alors plus faible, et la commande revient dans le sens de B. Ainsi donc, le système est constamment occupé à essayer des conditions différentes et, comme les différents paramètres d'une chaîne de fabrication varient constamment en fonction des caractéristiques de la matière première, il ne s'arrête jamais.

Un tel système à auto-adaptation peut être représenté schématiquement par la figure E-32. Le produit final à la sortie de la chaîne de production est examiné par des capteurs qui relèvent ses caractéristiques d'intérêt. On définit les conditions optimales de fonctionnement par un *facteur de mérite*. Une calculatrice de facteur de mérite reçoit les informations des capteurs et en déduit le facteur de mérite *actuel* qu'elle compare au *précédent* emmagasiné dans une mémoire. Selon que le changement s'avère heureux ou défavorable, la calculatrice envoie des ordres de renforcement ou d'inversion de sens à un *générateur de signaux aléatoires* qui dirige le dispositif de commande de la variable impliquée dans le sens adéquat. Les variations s'effectuent par petits échelons pour ne pas risquer un dérèglement complet de la chaîne qui serait désastreux. La boucle se ferme par le produit qui reflète les changements effectués.

Bien qu'il procède par des méthodes humaines d'essais successifs, l'« initiative » d'un tel système à auto-adaptation reste limitée aux opérations dont il est chargé, et sa « faculté

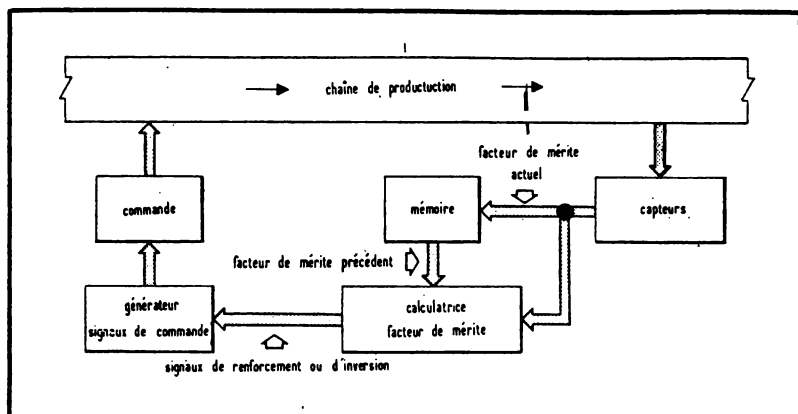


Fig. E-32. — Schéma fonctionnel d'un système à auto-adaptation.

d'apprendre » se borne aux paramètres à surveiller. En dépit de sa complexité, il est encore bien loin de reproduire l'énorme faculté d'adaptation d'un être pensant.

E. 10. — Calculateurs analogiques

La plupart des capteurs de mesure sont des dispositifs analogiques, car ils convertissent la grandeur physique mesurée en une grandeur électrique proportionnelle qui est son *analogue*. Les systèmes de commande qui utilisent directement les informations de ces capteurs sont également analogiques ; les systèmes numériques exigent la conversion analogique-numérique préalable du signal des capteurs, et généralement aussi la conversion en analogique de la sortie numérique pour la commande d'actionneurs et de servomoteurs.

Le calcul analogique est une méthode mathématique permettant de déterminer le comportement d'un système physique quelconque par l'étude d'un montage électrique dont les équations de fonctionnement sont l'analogue de celles du système initial. En somme, on *simule* électriquement le comportement d'un ensemble mécanique. Le calcul mathématique du comportement d'une suspension de voiture par exemple est difficile, et il faut le refaire pour toute autre valeur des paramètres. Or, on peut simuler la masse du véhicule, la force des ressorts et l'action des amortisseurs par des fonctions électriques, convertir les équations en un programme de calcul et lire directement le résultat. Pour changer la valeur d'un paramètre, il suffit alors de retoucher un potentiomètre. On imagine le gain de temps réalisé grâce à ce procédé.

Dans une calculatrice analogique, on fait correspondre à une grandeur x du problème étudié une tension X . Le signe de x est reproduit par la polarité de X dans les calculatrices à courant continu, et par un déphasage de 0 ou 180° en courant alternatif. En continu, la tension maximale est de ± 50 ou ± 100 V.*

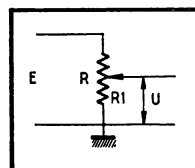


Fig. E-33. — Potentiomètre de coefficient pour calcul analogique.

Pour reproduire X à une échelle adéquate par rapport à x , on utilise un *potentiomètre de coefficient* (fig. E-33). La tension appliquée E est alors réduite dans le rapport $K = R_1/R$

(la résistance de charge, très élevée, peut être négligée), et on a $U = K E$. Les potentiomètres utilisés ont une résistance de 5 à 100 k Ω et sont munis de cadrans indiquant directement la valeur. Avec des potentiomètres hélicoïdaux, la précision atteint 0,01% ; elle est de 0,1 à 1% pour les autres modèles. La précision d'étalonnage détermine évidemment la justesse du calcul.

La figure E-34 montre comment on additionne analogiquement deux tensions U_1 et U_2 .

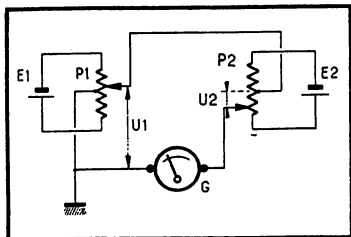
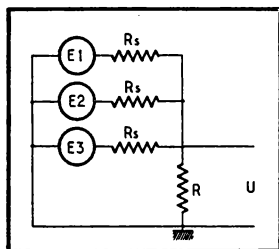


Fig. E-34. — Addition analogique de deux tensions U_1 et U_2 .

Fig. E-35. — Addition analogique par résistances série égales.



à l'aide de deux potentiomètres P_1 et P_2 , le résultat étant lu sur un voltmètre G. Grâce aux prises médianes, les potentiomètres permettent de donner aux tensions des polarités positives et négatives.

La figure E-35 montre un autre principe d'addition. Si les trois résistances série R_3 sont égales, on a $U = k (E_1 + E_2 + E_3)$, avec $k = R/(R_3 + nR)$ où n est le nombre d'entrées (3 ici). L'addition automatique à servomoteur de la figure E-36 est basé sur ce principe. En

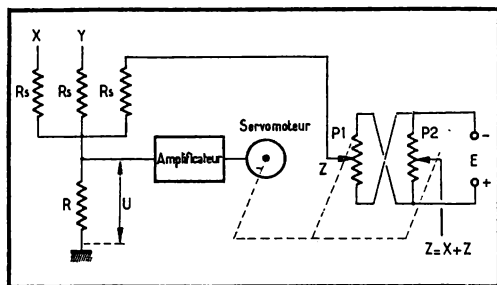


Fig. E-36. — Addition par potentiomètres asservis.

appliquant à X et Y des tensions correspondant en grandeur et signe à des variables x et y , la tension au point de jonction est $U = k (X + Y + Z)$, la tension Z étant prélevée sur le potentiomètre P_1 entraîné par le servomoteur. Comme U est la tension d'erreur à l'entrée de l'amplificateur qui commande le servomoteur, ce dernier s'arrête lorsque $X + Y + Z = 0$, soit $X + Y = -Z$. Comme le potentiomètre P_2 jumelé avec P_1 est connecté avec une polarité opposée, on prélève sur son curseur la somme $X + Y = Z$.

Un multiplicateur analogique asservi est schématisé sur la figure E-37. Les grandeurs X et Y sont représentées ici par les tensions des potentiomètres P_1 et P_2 montés en cascade.

La tension sur le curseur de P_2 représente donc le produit XY . Les curseurs de P_2 et P_3 , le potentiomètre asservi, sont reliés aux entrées d'un amplificateur différentiel qui commande le servomoteur par l'intermédiaire de l'amplificateur. Le moteur tournera jusqu'à ce que $Z = XY$ (au coefficient près).

Les tensions affaiblies par les potentiomètres sont souvent trop faibles pour être exploitées directement. On utilise donc des *amplificateurs opérationnels* qui par ailleurs permettent d'effectuer un certain nombre d'opérations mathématiques.

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur à liaisons directes à gain élevé, habituellement de 10 000 à 100 000 aux basses fréquences. Il doit avoir une grande stabilité de phase et de gain, avec un déphasage négligeable, et une dérive minime. Son impédance d'entrée doit être très élevée, et il doit inverser la phase du signal pour l'application simple d'une

Fig. E-37. — Multiplication par potentiomètre asservi.

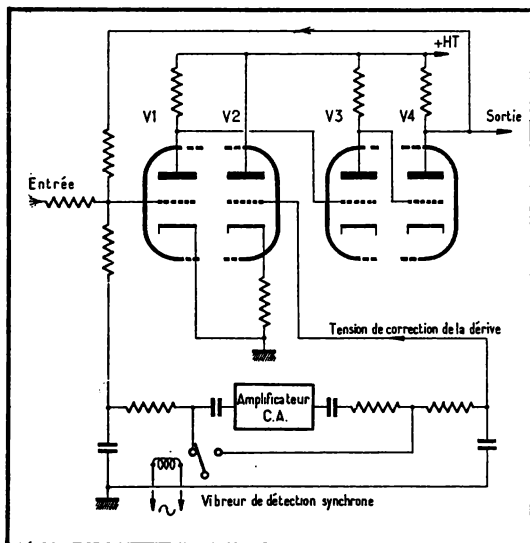
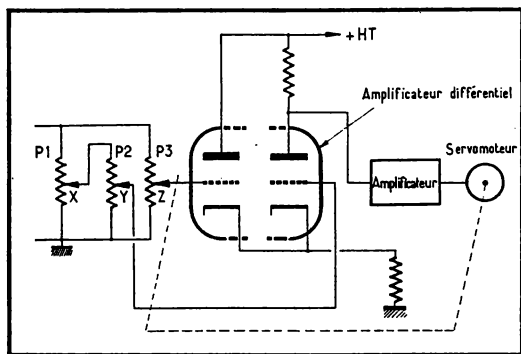


Fig. E-38. — Amplificateur opérationnel à compensation de dérive.

contre-réaction. La figure E-38 montre schématiquement la structure d'un tel amplificateur. La double triode V_1, V_2 constitue un étage différentiel de compensation de dérive. A cet effet, la grille de V_2 reçoit une tension de correction de la partie représentée en bas du dessin. Dans cette partie, le signal continu est haché par un vibreur, puis amplifié par un amplificateur à

courant alternatif (donc sans dérive) et redressé par le même vibreur. Si G est le gain de l'amplificateur correcteur, la dérive de l'amplificateur principal est réduite dans le rapport $1/(1 + G)$, et son gain effectif est augmenté d'un facteur $1 + G$.

Les calculatrices analogiques d'usage général comprennent toujours un certain nombre d'amplificateurs opérationnels identiques dont les bornes sont sorties. Les caractéristiques de chaque amplificateur sont déterminées par la boucle de contre-réaction externe. Ainsi, la figure E-39 représente un additeur du type de la figure E-35, mais à amplificateur opérationnel

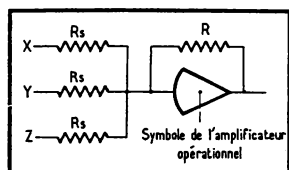


Fig. E-39. — Schéma symbolique d'un additeur à amplificateur opérationnel.

(noter le symbole utilisé). La contre-réaction est réalisée ici par la résistance R qui détermine le gain de l'amplificateur et intervient comme coefficient multipliant la somme des tensions.

L'amplificateur opérationnel permet aussi d'effectuer des opérations mathématiques d'un ordre plus élevé. En branchant un condensateur C dans la boucle de contre-réaction

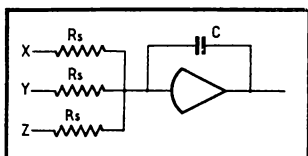
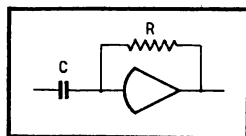


Fig. E-40. — Le condensateur transforme l'amplificateur en intégrateur.

Fig. E-41. — Amplificateur différentiateur.



(fig. E-40), ce condensateur se charge progressivement et, comme le gain de l'amplificateur est élevé, la charge est très linéaire. Dans ces conditions, nous obtenons une excellente *intégration* de la tension ou de la somme des tensions. De même, en plaçant R dans la contre-réaction et C à l'entrée, nous obtenons un élément *différentiateur* de précision (fig. E-41). Un retard de phase peut être simulé par un condensateur dans la boucle de contre-réaction

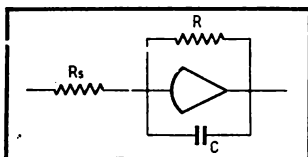


Fig. E-42. — Amplificateur à retard de phase.

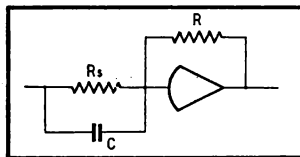
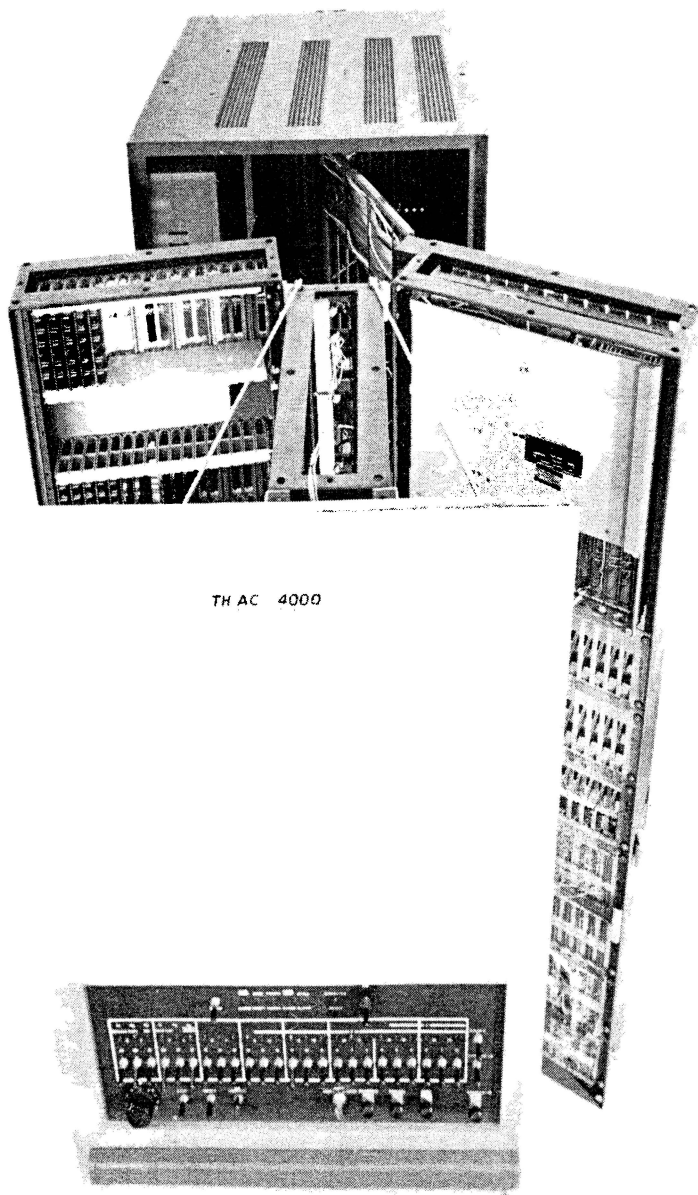


Fig. E-43. — Amplificateur à avance de phase.

(fig. E-42), et une avance de phase par un condensateur en dérivation sur la résistance série (fig. E-43). Avec quelques accessoires insignifiants, l'amplificateur opérationnel permet donc de simuler un grand nombre d'équations mathématiques décrivant des phénomènes physiques.



TH AC 4000

Calculatrice numérique industrielle pour le travail en temps réel (C.F.T.H.).

E. 11. — La conduite automatique d'usines entières (Automation)

La gamme étendue de machines automatiques et de conduites d'opérations livrables dès maintenant permettent d'accomplir toutes les opérations d'usinage et de traitement avec la vitesse, la précision et l'économie les plus grandes possibles. L'intervention humaine est ainsi réduite à l'alimentation en matières premières et à la maintenance des machines. L'alimentation est souvent rendue automatique aussi. Seule, la maintenance exige toujours la présence de techniciens spécialisés.

Le terme anglais *automation*, prohibé par les gardiens vigilants de notre langue, signifie l'automatisation complète d'une chaîne d'assemblage, de fabrication ou de traitement, des matières premières au produit fini, sans aucune intervention humaine. C'est plus que la simple automatisation de machines individuelles. Il faut pour cela brancher tout l'appareil de production sur un système de conduite de l'ensemble des opérations. C'est une calculatrice qui tient compte de tous les facteurs ayant une influence sur la qualité et la quantité de la production, veille au ravitaillement correct en matières premières et en énergie et au bon fonctionnement des machines, effectue les corrections nécessaires et signale immédiatement tout dérangement en précisant sa nature et son emplacement pour faciliter le travail du dépanneur. Ainsi, la remise en état de la chaîne se réduit souvent au remplacement d'un outil ou d'un tiroir et peut être très rapide.

Une telle calculatrice de conduite d'opérations rend en plus d'importants services de gestion. Elle tient constamment à jour le résultat de la production, comptabilise les stocks de matières premières et de produits finis et semi-finis, calcule les frais de main-d'œuvre et d'énergie et détermine à l'aide de ces données le prix de revient unitaire et le rendement de la chaîne de fabrication. Tous ces renseignements sont à la disposition de la direction de l'usine qui peut ainsi à tout moment « prendre le pouls » de l'appareil de production, sans avoir à attendre des rapports forcément tardifs.

Un exemple intéressant d'automatisation est la chaîne automatique expérimentale de fabrication de radiorécepteurs montée par SARGROVE en Angleterre après la guerre. Le récepteur très simplifié utilisait comme châssis une plaque de bakélite introduite à une extrémité de la machine. Les circuits imprimés n'étant encore pas inventés, on fraisait dans le châssis les chemins des conducteurs, les électrodes des condensateurs et les spirales des inductances. Le tout était ensuite cuivré électrolytiquement, et l'excès de cuivre était enlevé à la meule. Chaque opération d'usinage était suivie d'une vérification des cotes, les capacités, résistances et inductances étaient mesurées et ajustées à la valeur spécifiée. A la sortie de la machine, on recueillait le châssis en état de marche auquel il ne manquait que les tubes et le haut-parleur. Avec les circuits imprimés et les composants modernes, M. Sargrove aurait pu simplifier et perfectionner considérablement sa machine.

L'automatisation complète des chaînes de production exige des investissements énormes que seule peut justifier une production de masse. Encore cette production ne doit-elle pas être éphémère et sujette à la mode, car les modifications d'un système de conduite automatique sont très coûteuses. Pour cette raison, l'industrie automobile n'automatise que prudemment la fabrication des carrosseries appelées à être démodées l'année suivante ; en revanche, le moteur ne change guère et se prête ainsi à la production automatisée (chaînes de transfert de chez Renault). De même, les fabricants de transistors hésitent à automatiser leurs chaînes, car les progrès technologiques continuels font qu'un dispositif est rapidement dépassé. En revanche, les industries chimique et pétrochimique traitent de grandes quantités de produits toujours identiques et font de ce fait largement appel à l'automatisation de leur production. Ces industries réalisent des chiffres d'affaires énormes avec des effectifs ouvriers très faibles, et dans leurs vastes usines, on ne rencontre guère d'êtres vivants.

F — CHAUFFAGE, SOUDAGE ET USINAGE ÉLECTRONIQUES

Dans la production industrielle, les opérations de chauffage, de soudage et d'usinage peuvent être réalisées par les procédés classiques et par des méthodes électroniques, dont certaines sont récentes. Dans des conditions de travail particulières (sous vide ou en atmosphère protectrice), sur les matériaux réfractaires et dans l'usinage des substances dures et cassantes, ces méthodes électroniques sont souvent seules utilisables. On fait de plus en plus appel à l'électronique dans la fabrication de composants délicats et coûteux comme les tubes à vide, les dispositifs semiconducteurs et les circuits intégrés.

F. 1. — Le chauffage haute fréquence

Un circuit oscillant LC accordé sur la fréquence f du générateur H. F. qui l'alimente a deux sortes de pertes : les pertes *diélectriques* dans l'isolant compris entre les plaques du condensateur C (fig. F-1) et les pertes par *courants de Foucault* et *hystérésis magnétique*

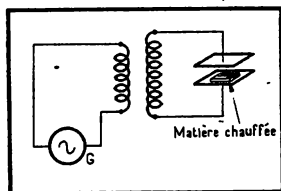


Fig. F-1. — Principe du chauffage diélectrique.

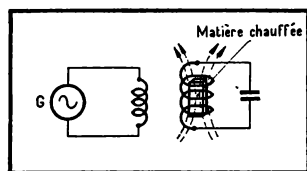


Fig. F-2. — Principe du chauffage par induction.

dans le champ magnétique de l'inductance L (fig. F-2). Dans la pratique des télécommunications, on s'efforce à réduire au minimum ces pertes par la conception du montage et le choix des matériaux, car elles dégradent la qualité des circuits et réduisent l'amplification et la sélectivité.

Comme les pertes d'énergie se manifestent toujours sous forme de chaleur, ce phénomène normalement indésirable peut servir à chauffer des matériaux variés pour les traiter, fondre ou souder. En gros, les pertes augmentent avec la fréquence ; le choix de la fréquence de travail optimale est fonction de la nature et de la condition particulière du matériau traité. Dans la fusion des métaux ferreux, on se sert en partie des pertes par hystérésis pour le chauffage, et on travaille alors à 50 Hz, ce qui économise générateurs et redresseurs. Certaines installations

dites à haute fréquence fonctionnent à 500 Hz (ce qui est *haut* par rapport à 50 Hz), l'énergie étant alors fournie par un groupe tournant. Ces installations, généralement de très forte puissance, sont dites à chauffage par induction à basse (ou très basse) fréquence.

Le (véritable) chauffage H. F. est basé uniquement sur les pertes diélectriques ou par courants de Foucault, aux fréquences allant de 10 à 2500 MHz environ. L'énergie est fournie par un générateur H. F. électriquement semblable à un émetteur de radio-diffusion simplifié : il n'y a pas de modulation, et la sortie du redresseur n'est pas filtrée, le ronflement n'étant pas gênant ici. De tels générateurs H. F. industriels sont construits pour des puissances allant de moins de 1 kW à plus de 100 kW, ce qui correspond à une gamme d'utilisations très étendue.

Un tel émetteur est capable de produire de fortes interférences, très gênantes pour la radiodiffusion, la télévision et les télécommunications en général. La législation impose au rayonnement indésirable des limites très strictes auxquelles l'utilisateur de l'équipement doit se conformer, sous peine de poursuites. On lui réserve cependant quelques bandes de fréquences relativement étroites au voisinage de 13,56, 27, 40,7 et 2450 MHz sur lesquelles le rayonnement est autorisé. La fondamentale du générateur est donc calée dans l'une de ces bandes. La franchise ne s'applique pas aux harmoniques qui doivent être filtrés avec soin pour ne pas donner lieu à une intensité de champ supérieure à $10 \mu\text{V/m}$ à une distance de 1 km. Le filtrage s'applique aussi quant au réseau électrique qui ne doit pas devenir une antenne rayonnant les harmoniques du générateur.

Si l'on ne parvient pas à réduire suffisamment le niveau du rayonnement parasite, il ne reste plus qu'à blinder toute la salle contenant l'installation H. F., solution toujours coûteuse et parfois décevante.

Il ne suffit pas de caler le générateur une fois pour toutes sur la bonne fréquence. Que le chauffage soit diélectrique ou inductif, l'introduction de la charge désaccorde le circuit oscillant, et le désaccord peut encore varier au cours de l'opération. Le bon rendement de l'installation aussi bien que la réglementation sur les interférences imposent donc une régulation de la fréquence, généralement réalisée par un condensateur d'appoint entraîné par un servomécanisme à discriminateur de fréquence.

F. 2. — Le chauffage diélectrique

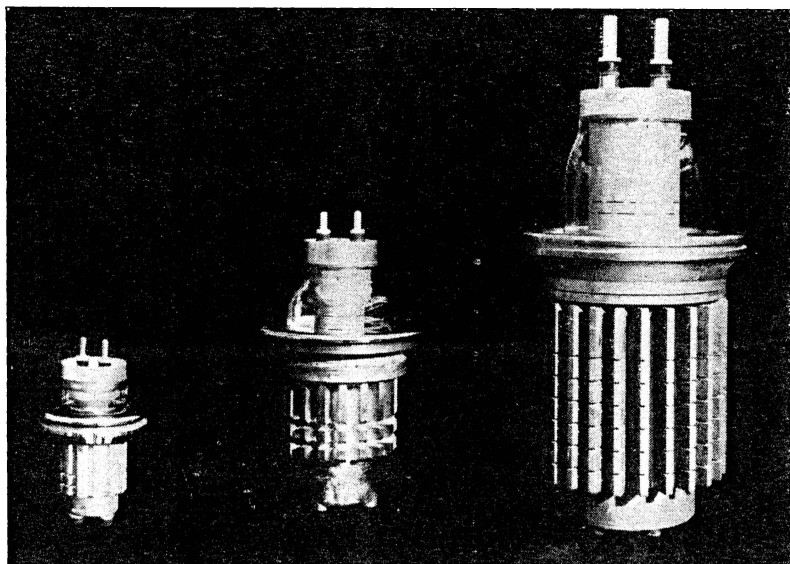
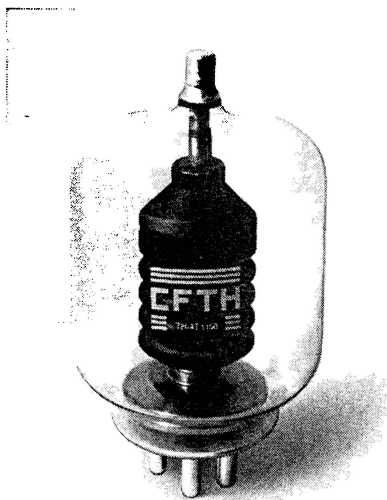
Si l'on place un matériau isolant entre les plaques d'un condensateur excité par de l'énergie H. F. (fig. F-1), l'inversion rapide du champ électrique agit violemment les atomes de ce matériau, et cette agitation produit de la chaleur. Contrairement aux méthodes usuelles de chauffage dans lesquelles la chaleur pénètre de l'extérieur vers l'intérieur, le chauffage diélectrique assure ainsi une élévation uniforme de la température à l'intérieur du matériau chauffé (en supposant que ses caractéristiques physiques soient également uniformes). On évite ainsi la surchauffe locale, et la quantité de chaleur dégagée est facilement prévisible. Comme le chauffage s'arrête immédiatement dès que cesse l'alimentation en énergie H. F., le temps de chauffe est déterminé avec précision.

La fréquence de travail est fonction des pertes diélectriques du matériau ; comme ces pertes augmentent avec la fréquence, les bons diélectriques (chlorure de polyvinyle PVC) exigent des fréquences plus élevées que les matériaux riches en eau. Ainsi par exemple, le collage du bois et du contreplaqué s'effectue à une fréquence comprise entre 2 et 15 MHz à cause des pertes diélectriques relativement élevées. La puissance nécessaire est généralement de 16 à 500 W/cm³, mais peut atteindre 10 kW/cm³ dans certains cas.

Une importante application du chauffage diélectrique est le préchauffage des plastiques thermodurcissables (bakélite) avant moulage. Ce plastique est livré sous forme de granules ou pastilles de poudre comprimée que l'on place pendant quelques minutes entre les plaques horizontales du condensateur du four H. F. On travaille à des fréquences allant de 10 à 40 MHz, avec des puissances de 1 à 30 kW. Grâce au préchauffage du plastique, la polymérisation est meilleure et plus rapide, le cycle de moulage est abrégé et la pièce moulée est plus uniforme. Dans l'industrie du caoutchouc, on se sert du chauffage diélectrique pour sécher et vulcaniser uniformément une masse épaisse de latex à partir du centre. L'opération ne dure que 4 minutes, contre 30 minutes pour le procédé classique à la vapeur.

Le soudage diélectrique des feuilles thermoplastiques (P V C) est largement utilisé dans la fabrication des imperméables, sièges de voiture, housses, valises et sacs d'emballage en matière plastique. Ces « machines à coudre électroniques » comprennent un générateur H. F.

Tétrade à refroidissement par convection pour applications industrielles (Réalisation C.F.T.H.)



Tubes vapotrons pour applications industrielles réalisés par C.F.T.H.

de quelques centaines de watts à 20 kW (1) fonctionnant à une fréquence comprise entre 20 et 100 MHz, la puissance étant évidemment fonction de la surface du joint. On donne aux électrodes formant les armatures du condensateur la forme requise pour le travail à effectuer, on les place de part et d'autre des feuilles à souder et on les serre, à l'air comprimé par exemple. A cet instant, on applique l'énergie H. F. qui fait fondre les feuilles de plastique placées entre les armatures, les électrodes restant froides.

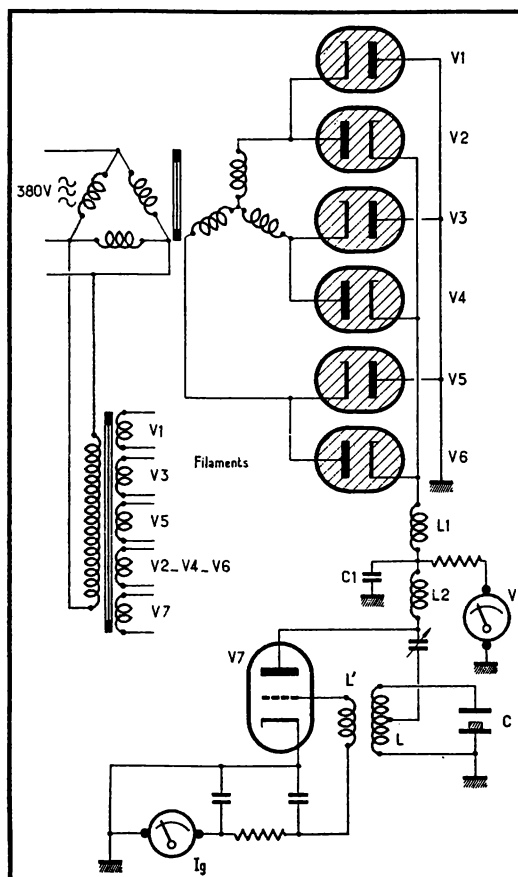
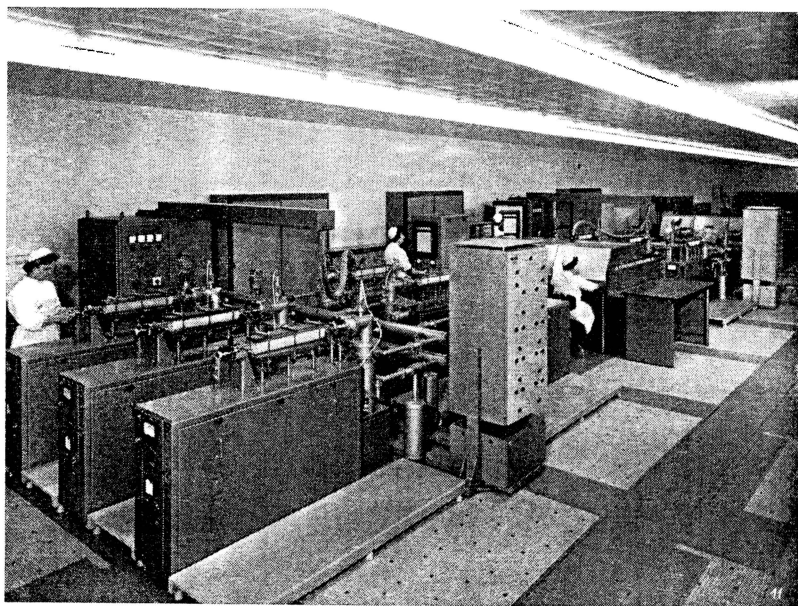


Fig. F-3. — Schéma d'un générateur de chauffage diélectrique.

On peut encore citer le séchage des fibres et textiles, du bois, du grain et des produits alimentaires. L'équipement de diathermie des chirurgiens est également basé sur le chauffage diélectrique du matériau qui est ici le tissu humain. Dans les « cuisinières hyperfréquence », le chauffage est dû, pour autant que l'on sache, aux pertes diélectriques et inductives combinées dans l'aliment à cuire. Ces équipements fonctionnent sur une fréquence voisine de 2500 MHz (longueur d'onde 10 cm) avec une puissance de 1 à 10 kW produite par un magnétron ou un klystron. Le circuit oscillant est remplacé par une cavité résonnante dans laquelle on place les aliments à cuire ou à réchauffer (s'ils sont surgelés).

(1) Un poste de soudage des plastiques de 20 kW a été décrit par H. LILEN dans *Electronique Industrielle*, juin 1965, p. 224-228.



Fours de fabrication sous vide de diodes de puissance au silicium : l'installation est entièrement automatique, elle comporte 30 enceintes de diamètre 65 mm et de longueur 900 mm environ, chauffées par haute fréquence ; pression de travail 10^{-5} torr à $1\,000^{\circ}\text{C}$; pression limite 2.10^{-6} torr (SESCO).

La figure F-3 montre le schéma simplifié d'un générateur de chauffage diélectrique. L'équipement est alimenté en 380 V triphasés par un transformateur triangle/étoile et 6 tubes redresseurs. (On utilise habituellement des redresseurs à vapeur de mercure dits *phanotrons*.) La H. T. va de 2 à 10 kV, et même davantage. Le filtre $L_1 C_1$ est destiné à réduire les fuites H. F., et non pas le ronflement.

L'oscillateur utilise une triode de puissance V_7 dans le montage à plaque accordée, le condensateur de travail C fait partie ici du circuit oscillant principal $L C$ alimenté à travers le condensateur variable de couplage C' . La grille contient l'enroulement de couplage L' et le milliampèremètre I_g qui indique l'intensité de l'oscillation. Un voltmètre V est généralement prévu pour montrer la présence et la valeur de la H. T. Ces deux instruments suffisent pour le contrôle du fonctionnement.

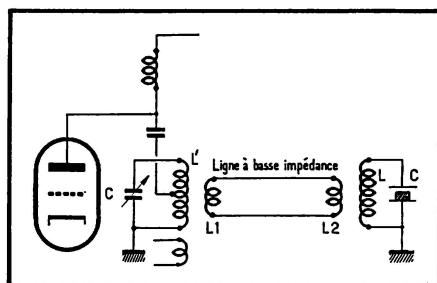


Fig. F-4. — Couplage par ligne à basse impédance dans un générateur H F.

Dans d'autres générateurs, le condensateur de travail est placé dans un circuit oscillant $L C$ indépendant de l'oscillateur $L' C'$ et couplé par une ligne à basse impédance (fig. F-4).

Cette disposition a plusieurs avantages : il devient facile d'éloigner les électrodes de travail du générateur, la puissance appliquée peut être dosée en modifiant le couplage inductif, et une claquage du diélectrique placé entre les électrodes ne risque pas d'endommager le générateur.

Le générateur de chauffage diélectrique comprend souvent un *dispositif antilash* à thyatron qui interrompt l'alimentation du générateur dès l'amorçage d'un arc entre électrodes. Une telle décharge disruptive carboniserait le plastique au lieu de le souder et détériorerait la surface polie des électrodes.

F. 3. — Le chauffage par induction H. F.

Dans le chauffage par induction, les pertes par hystérésis (qui n'existent d'ailleurs que dans les matériaux magnétiques) deviennent négligeables au-dessus de 10 kHz environ devant les pertes par courants de Foucault. On appelle ainsi les courants de court-circuit induits dans des masses métalliques. L'anneau métallique de la figure F-5 est traversé par le flux alternatif de la bobine L. Il se comporte donc comme une spire de transformateur en court-circuit,

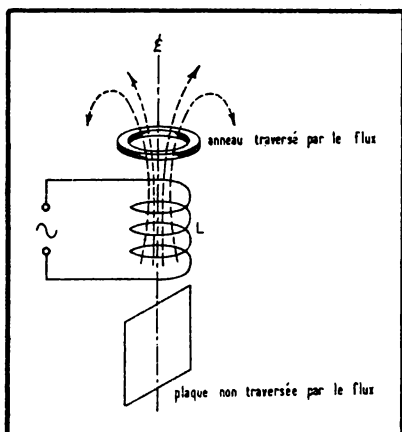


Fig. F-5. — Des courants de Foucault sont induits dans l'anneau

le courant induit ne peut faire autre chose que se dissiper en chaleur par effet Joule (en supposant que l'anneau soit immobilisé). Le phénomène reste le même si l'anneau est remplacé par un disque, ou même une masse de forme quelconque, cependant conductrice. Une plaque placée dans le sens des lignes de force ne peut être traversée par le flux que dans son épaisseur et ne sera que faiblement chauffée par les courants de Foucault.

(C'est pour éliminer les courants de Foucault que les circuits magnétiques des machines à courant alternatif et transformateurs sont feuilletés, c'est-à-dire composés de tôles magnétiques fines isolées les unes des autres.)

Le four à induction intéresse donc en premier lieu les métaux, mais d'une manière générale les matériaux conducteurs. Le verre chauffé à 320 °C devient conducteur et peut être fondu alors dans un four à induction. Les isolants ou mauvais conducteurs peuvent être chauffés dans des creusets en métal ou carbone.

Aux fréquences élevées, le champ magnétique engendré par les électrons repousse ces derniers de plus en plus vers la surface extérieure du conducteur. Un tube offre alors la même résistance qu'un conducteur cylindrique plein de même diamètre, car le courant H. F. ne passe pas dans la région centrale. C'est l'effet pelliculaire (*skin effect*), la profondeur de pénétration du courant est d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée. Contrairement au chauffage diélectrique, le chauffage par induction H. F. n'est donc pas uniforme, et il est possible de chauffer au rouge le pourtour d'un bloc d'acier dont l'âme reste froide ; la chaleur

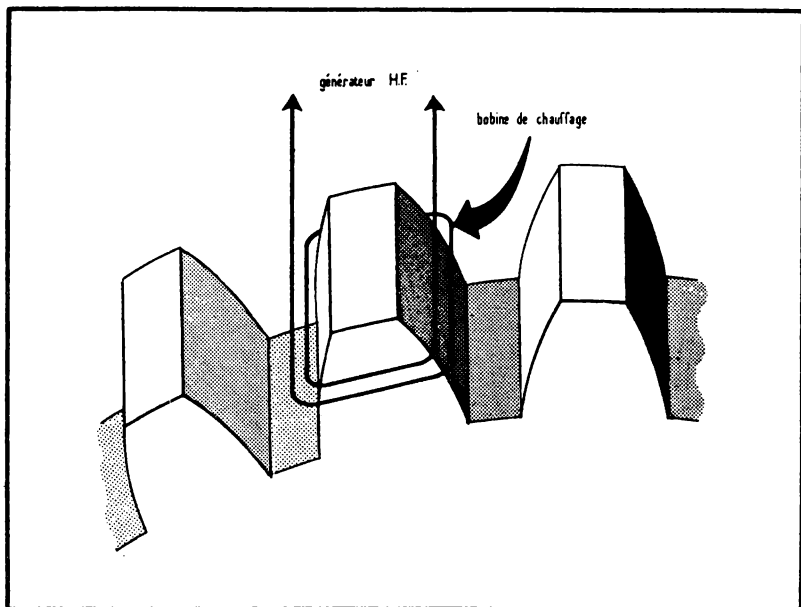


Fig. F-6 — Chauffage par induction d'une dent d'un engrenage.

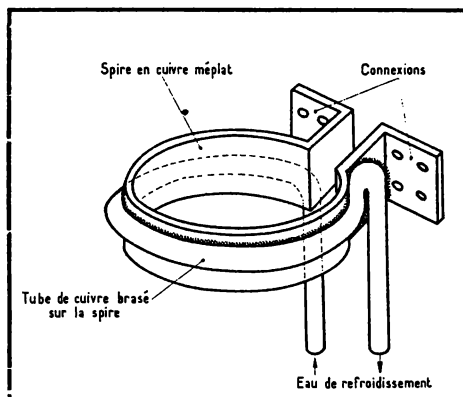


Fig. F-7. — Spire de chauffage par induction, refroidie par une circulation d'eau.

se dégage très rapidement à l'intérieur même du matériau. Par un trempé rapide, on peut ainsi tremper les portées d'un vilebrequin de moteur pour les durcir, tout en gardant à l'âme d'acier sa ductilité. La figure F-6 montre comment on peut chauffer séparément chaque dent d'un engrenage (ou plusieurs dents à la fois) pour la trempe superficielle en utilisant une bobine de chauffage construite à cet effet. Par le choix de la fréquence et du temps de chauffage, on est parfaitement maître de la profondeur de pénétration de la chaleur.

La bobine qui entoure d'aussi près que possible la pièce à traiter est fortement chauffée par elle et doit être énergiquement refroidie. On peut la réaliser en tube de cuivre rouge dans lequel circule de l'eau propulsée par une pompe. Pour éviter les dépôts calcaires dans les bobines, on adoucit l'eau, et on utilise même de l'eau distillée en circuit fermé. On peut aussi brasier le tube de refroidissement sur le conducteur formant la boucle d'induction (fig. F-7).

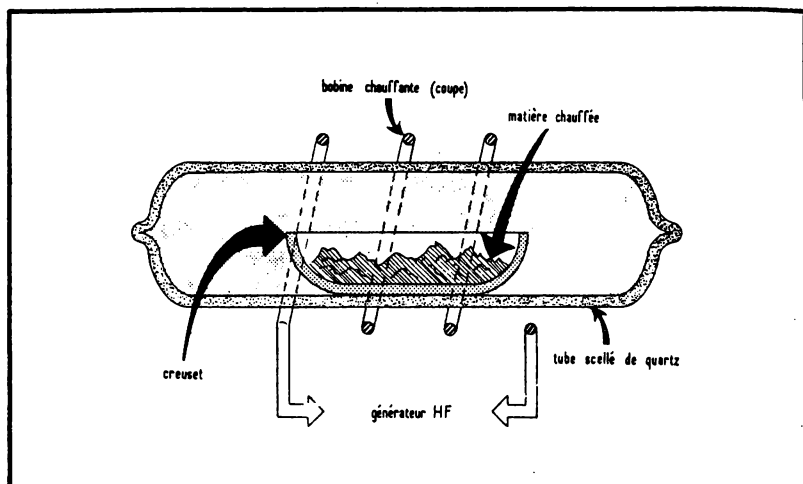


Fig. F-8. — Chauffage par induction sous vide ou dans un gaz.

On construit des bobines et boucles de chauffage de toute dimension à la demande. Dans les machines automatiques de pompage et de scellement des tubes à vide, une bobine chauffe rapidement les électrodes au rouge pour le dégazage. Après scellement, une autre bobine évapore le getter pour parfaire le vide.

La fusion sous vide ou en atmosphère gazeuse déterminée est réalisée en scellant le creuset contenant le matériau à traiter dans un tube de quartz et en plaçant ce tube dans une bobine de chauffage (fig. F-8). On élabore ainsi notamment le germanium et le silicium. Dans la technique de purification par zone fondue (uniquement réalisable grâce au chauffage par induction), on déplace lentement le lingot à purifier par rapport à la bobine. Il se crée alors une zone fondue à l'endroit de la bobine, le reste du lingot étant solidifié, et cette zone fondue entraîne les impuretés avec elle vers l'extrémité du lingot.

Les générateurs de chauffage par induction H. F. fonctionnent généralement à des fréquences allant de 0,2 à 2 MHz et davantage, avec des puissances de 10 à 100 kW.

F. 4. — Chauffage par faisceau électronique

Ce procédé récent est réellement électronique, car la chaleur recherchée est engendrée par l'énergie cinétique d'un faisceau d'électrons qui se transforme en chaleur au point d'impact sur la pièce à traiter. On construit des machines à faisceau électronique pour la fusion, le soudage et l'usinage. Comme l'équipement est coûteux et délicat à utiliser, on le réserve aux matériaux difficiles ou impossibles à travailler par les procédés classiques ; c'est le cas des métaux réactifs comme le titane et le zirconium, des métaux réfractaires comme le tungstène et le molybdène, et enfin des métaux à haute conductibilité thermique comme le cuivre et l'argent.

Dans une machine à faisceau électronique, un filament chauffé en tungstène émet des électrons qui sont concentrés par une électrode conique négative, la grille de commande, et fortement accélérés par l'application d'une tension élevée entre le filament-cathode et la pièce à traiter qui joue le rôle d'anode (fig. F-9). Le faisceau fortement concentré frappe la pièce en un point d'impact très petit (moins de 0,25 mm de diamètre) dans lequel se dissipe toute l'énergie cinétique, ce qui conduit à un échauffement intense et immédiat d'une région

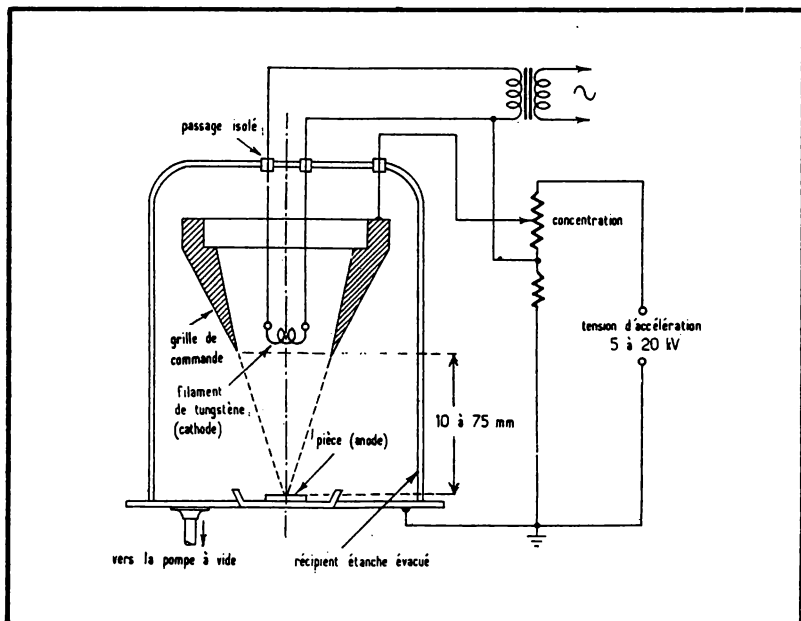


Fig. F-9. — *Équipement de chauffage par faisceau électronique.*

minuscule de la pièce, provoquant aussitôt la fusion de la matière. Par une application judicieuse de cette chaleur, on peut fondre, souder ou percer la pièce.

Comme ce phénomène ne peut avoir lieu qu'à une très faible pression (moins de 2×10^{-4} mm Hg), tout le dispositif est enfermé dans un récipient étanche au vide relié à un système de pompage. La nécessité d'introduire les pièces à traiter dans une chambre à vide de dimensions forcément limitées et de diriger l'opération de l'extérieur (au besoin à l'aide d'un équipement de télévision industrielle) est évidemment un inconvénient. Mais le traitement sous vide est de toute manière obligatoire pour certains matériaux (que les Américains qualifient d'exotiques), et très avantageux pour beaucoup d'autres.

La chaleur Q (en cal/mn) dissipée au point d'impact est $Q = 1,4 \times 10^{-2} EI$, où E est la tension d'accélération en volts et I le courant de faisceau en ampères. Dans le dispositif représenté sur la figure, la pièce à traiter joue le rôle d'anode. On utilise alors des tensions d'accélération de 5 à 30 kV avec une puissance atteignant 5 kW, et le diamètre du spot va de 0,8 à 3 mm. Pour obtenir l'échauffement maximal, la pièce doit être placée au foyer du faisceau.

On peut obtenir une chaleur plus concentrée dans une zone de fusion plus étroite et accroître la profondeur de pénétration en faisant appel à la concentration magnétique et à des tensions d'accélération plus élevées. Avec des tensions atteignant 100 kV, puissance dissipée 1 kW, on obtient un faisceau de moins de 0,25 mm de diamètre permettant l'usinage d'ouvertures compliquées ; mais la machine ressemble alors à un microscope électronique et coûte à peu près le quintuple du prix du modèle simple. Le bombardement intense de la pièce crée des rayons X dangereux nécessitant un blindage sérieux. Une telle machine ne peut être manipulée que par des spécialistes qualifiés.

Le canon auto-accélérateur réunit les avantages des systèmes à basse et à haute tension d'accélération. Le canon comprend ici, en plus de la cathode et de la grille, une électrode de

concentration et une anode ouverte au centre (fig. F-10). Parfois, on ajoute encore une bobine de concentration. Les électrons sont alors accélérés à l'intérieur du canon qu'ils quittent par

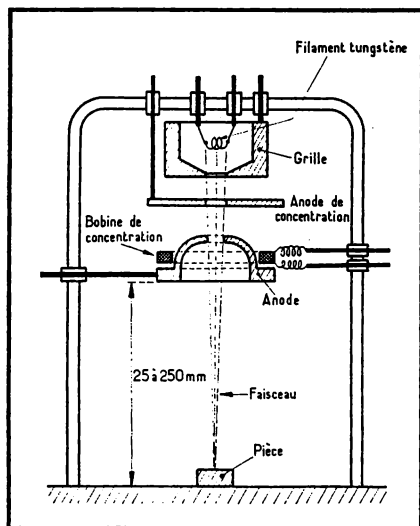


Fig. F-10. — Appareil à canon auto-accélérateur pour chauffage au faisceau électronique.

l'ouverture de l'anode. La pièce ne fait plus partie du système de concentration, et il n'y a plus de champ électrique entre le canon et la pièce. Le diamètre du spot va de 0,8 à 3 mm, mais on peut descendre à 0,25 mm avec concentration magnétique. On utilise des tensions d'accélération de 10 à 30 kV, avec une puissance de 5 à 10 kW.

F. 5. — Commande électronique du soudage par résistance

Une soudeuse par résistance comprend un transformateur dont le secondaire se réduit à une seule spire de cuivre de forte section aboutissant à de solides électrodes de soudage en cuivre massif ou alliage de cuivre. Par une commande au pied, on applique (souvent par air comprimé) une pression à l'électrode supérieure, ce qui comprime les pièces à souder entre les électrodes (fig. F-11). Le secondaire du transformateur est ainsi fermé sur une résis-

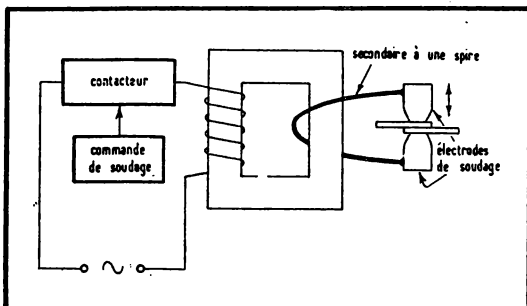
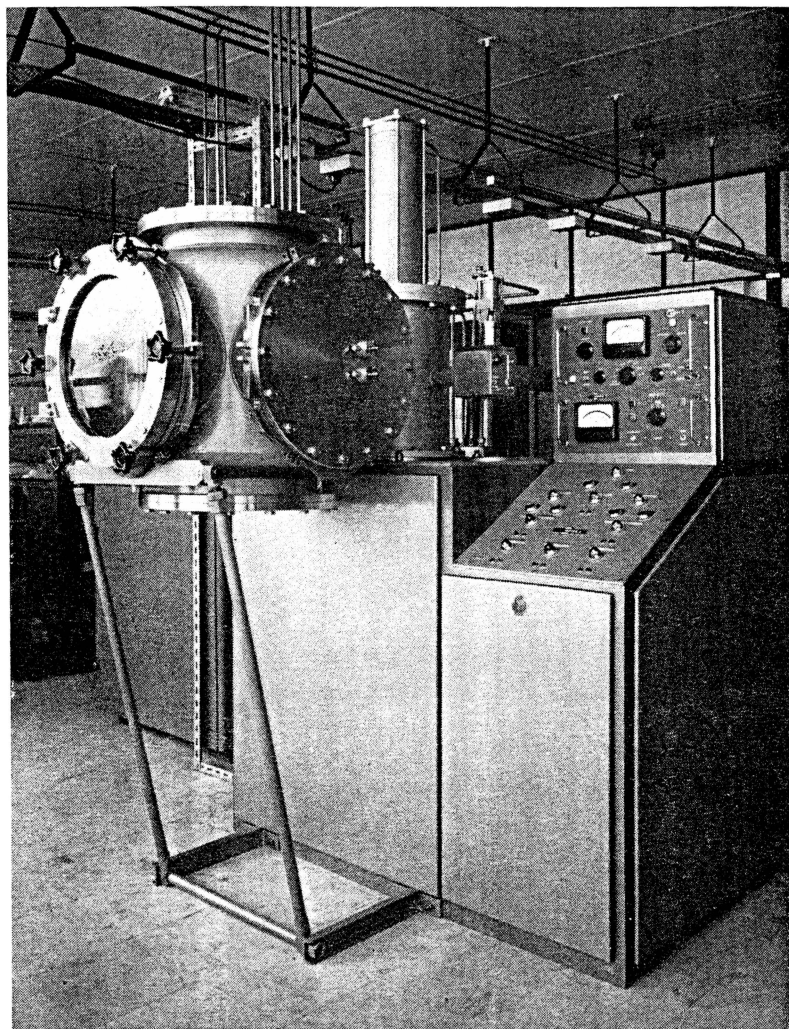


Fig. 11. — Principe d'une soudeuse par résistance.

tance très faible et, bien que la tension à vide ne soit que de 1 à 10 V, un courant intense passe par les pièces à souder et les fait fondre immédiatement sur son passage. C'est le soudage



Machine à souder par bombardement électronique équipée d'un groupe de pompage automatique : réalisation THOMSON-SOGEV.

par points, largement utilisé dans l'assemblage de carrosseries de voitures et d'appareils électroménagers. En utilisant des roulettes de cuivre comme électrodes, on peut réaliser un joint continu entre deux tôles.

On utilise donc l'échauffement par effet Joule $P = R I^2$ où I est le courant de court-circuit. Comme il s'agit de dégager la presque totalité de la chaleur produite dans le joint à souder, la résistance R de ce dernier doit être grande devant celle de la spire et des électrodes. La tôle

d'acier, dont la résistivité est bien supérieure à celle du cuivre de la soudeuse, se soude donc très bien.

Le courant primaire du transformateur est commandé par un commutateur électronique dit *contacteur*. Les relais ne peuvent pas manier les intensités importantes mises en jeu, et leur vitesse de réponse est insuffisante. Dans les petites soudeuses, la commutation est effectuée par thyratrons ; dans les machines moyennes et grandes, on se sert d'ignitrons (chapitre H. 7) commandés par thyratrons. Un contacteur est donc un simple interrupteur, et il faut une *commande de soudage* pour l'actionner.

Le contacteur de la figure F-12 se compose de deux ignitrons V_1 et V_2 connectés tête-bêche

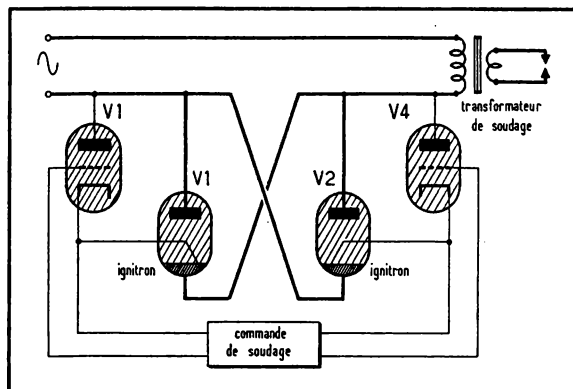


Fig. F-12. — Contacteur de soudage à ignitrons commandés par thyratrons.

pour laisser passer le courant dans le primaire pendant les deux alternances. Ces ignitrons, normalement non conducteurs, peuvent être amorcés pendant leur alternance de conduction (anode positive par rapport à la cathode) en reliant les igniteurs aux anodes correspondantes par les thyratrons V_3 et V_4 dont l'allumage est gouverné par la commande de soudage. Aussi longtemps qu'un thyatron est conducteur, l'ignitron correspondant redevient conducteur au début de chaque alternance de conduction.

Comme l'illustre la figure F-13, le cycle de soudage d'un point comprend quatre séquences :

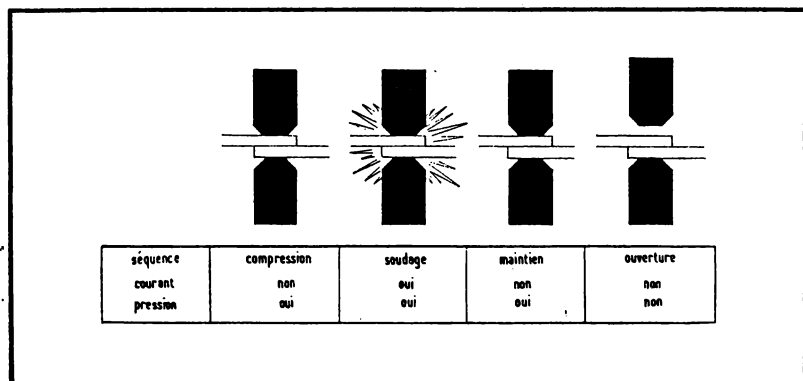


Fig. F-13. — Les 4 phases d'un cycle de soudage par résistance.

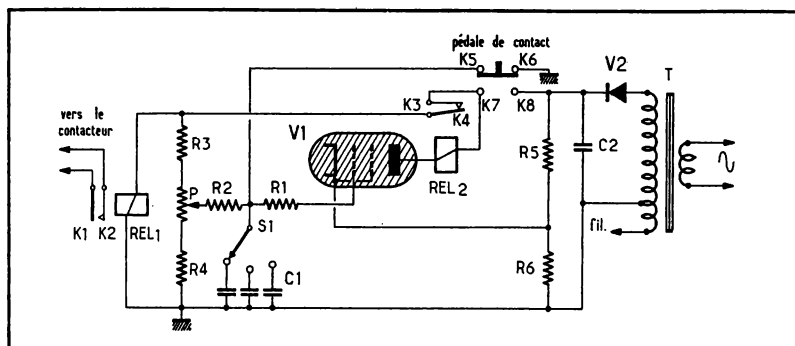


Fig F-14. — Temporisateur à thyatron pour commande de soudeuse.

1. — *Compression*. Les électrodes se rapprochent et compriment fortement les pièces à assembler, écrasant ainsi la couche d'oxydes en surface et établissant le bon contact nécessaire au passage du courant ;

2. — *Soudage*. Le passage d'un courant intense pendant quelques dixièmes de seconde suffit pour faire fondre le métal entre les électrodes ;

3. — *Maintien*. Le courant étant coupé, la pression est maintenue pour permettre la solidification du métal fondu pour que le joint puisse prendre toute sa solidité ;

4. — *Ouverture*. Le point est terminé et les électrodes s'écartent pour permettre le dégagement de la pièce soudée et l'introduction de la suivante.

Les quatre séquences, et le soudage en particulier, nécessitent un minutage précis. Les temporisateurs constituent donc l'élément essentiel d'une commande de soudage. Comme le temps de soudage optimal est fonction de la nature, de la condition de surface et de l'épaisseur des matériaux à joindre, le temporisateur doit permettre son réglage précis et — surtout — reproductible.

F. 6. — Temporisateurs de soudage

Le retard est généralement obtenu par la charge ou la décharge d'un condensateur à travers une résistance pour amorcer un thyatron à un niveau donné. La durée de fonctionnement est alors proportionnelle à RC et peut être ajustée en réglant un potentiomètre et en branchant un condensateur différent. On peut également jouer sur la tension de charge ou sur le seuil de déclenchement du thyatron.

Dans le temporisateur de soudage de la figure F-14, le thyatron V_1 est désamorcé au repos, sa plaque n'étant pas alimentée. En appuyant sur la pédale de commande, on ferme les contacts K_7, K_8 , et le relais REL_1 est alimenté par les contacts K_3, K_4 , ses contacts K_1, K_2 se ferment et amorcent les thyatrons et ignitrons du contacteur. Bien qu'il soit maintenant alimenté, le thyatron V_1 ne peut s'amorcer à cause de sa polarisation cathode. Mais l'un des condensateurs C_1 se charge à travers R_1 , et à un moment donné, la charge suffit pour amorcer V_1 qui alimente le relais REL_2 . Les contacts K_3, K_4 s'ouvrent, REL_1 lâche son armature, les contacts K_1, K_2 s'ouvrent et arrêtent le cycle de fonctionnement du contacteur. V_1 reste amorcé et coupe le circuit de REL_1 tant que l'on appuie sur la pédale. Dès qu'on la relâche, les contacts K_5, K_6 ferment et déchargent rapidement C_1 . Le temporisateur est alors prêt pour un nouveau cycle de fonctionnement.

Une variation fine du temps de fonctionnement est possible par le potentiomètre P qui détermine la tension de charge, le commutateur S_1 permet la variation du temps par bonds. On peut stabiliser la tension aux bornes du diviseur pour se rendre indépendant des variations de la tension du réseau.

Le temporisateur peut être réalisé selon les techniques de l'état solide ; la minuterie à diode à double base de la figure C-105 est facilement adaptée à la commande d'une soudeuse.

Au lieu d'engendrer un retard absolu, d'autres systèmes sont basés sur le comptage des périodes de la fréquence du réseau. On peut alors faire appel aux montages décrits aux chapitres D. 13 et 14. Les schémas de compteurs préréglés des figures D-23 et 24 peuvent convenir. Comme le nombre de périodes de fonctionnement est généralement faible, on peut souvent se contenter d'une seule décade de comptage, ce qui procure 9 échelons de durée allant de 0,02 à 0,18 s.

F. 7. — Commande synchrone de soudage

Pour éviter un important appel de courant à la fermeture du contacteur au moment où la tension alternative passe par son sommet, la commande de soudage doit déclencher l'opération à un point voisin du début de la période. De plus, pour que le résultat soit consistant et reproductible, le soudage doit toujours commencer en un même point de la période. Enfin, pour éviter la présence dans le circuit magnétique du transformateur d'un flux résiduel qui modifierait les conditions initiales du soudage suivant, il est désirable que l'opération s'étende toujours sur un nombre entier de périodes, en commençant par une alternance positive et en terminant par une alternance négative.

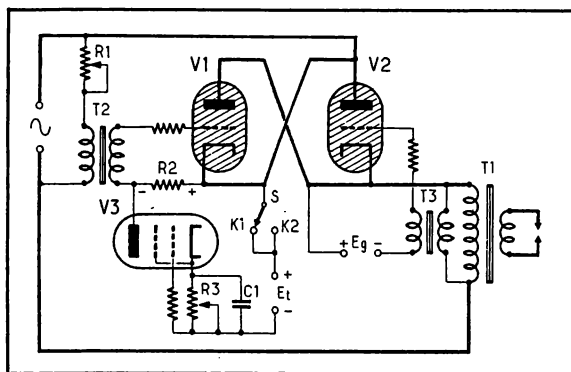


Fig. F-15. — Commande synchrone de soudage par thyristors.

Ces conditions sont réalisées par la commande de soudage dite synchrone de la figure F-15 dont les thyristors fonctionnent toujours dans le même ordre. Dans l'exemple choisi, il s'agit d'une soudeuse de petite puissance dont les thyristors V_1 et V_2 connectés tête-bêche ferment directement le circuit du transformateur de soudage T_1 . Bien entendu, il s'agit ici de thyristors de puissance.

Grâce au transformateur à impulsions T_2 , V_1 est toujours le premier thyristor à s'amorcer et cela à un point donné de la période, toujours le même, ajusté une fois pour toutes par la résistance de déphasage R_1 . La grille de V_2 est branchée sur le secondaire du transformateur T_3 dont le primaire est monté en parallèle sur T_1 . V_2 est normalement bloqué par la tension de polarisation E_g dans sa grille ; mais si V_1 s'amorce et fait passer un courant dans le primaire de T_3 , une tension suffisante pour amorcer V_2 est induite dans le secondaire. Cet amorçage a toujours lieu pendant l'alternance qui suit l'alternance de fonctionnement de V_1 , et le courant de soudage passe toujours pendant un nombre entier de périodes.

Ce montage est encore intéressant par son temporisateur très simple sans relais. Un thyristor V_3 de petite puissance est alimenté par une tension continue auxiliaire E_t . Il s'amorce dès la mise sous tension du montage, et son courant anodique crée aux bornes de la résistance R_2 une chute de tension de la polarité indiquée et empêche ainsi l'amorçage de V_1 . Simultanément, ce courant produit une chute de tension sur la résistance de cathode R_3 et charge ainsi

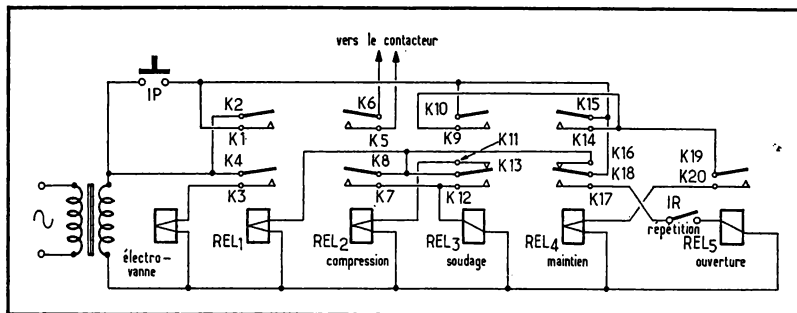


Fig. F-16. — Commande séquentielle de soudage à 4 intervalles. Les temporisateurs sont représentés par des relais.

le condensateur C_1 . La grille de V_3 est ainsi fortement polarisée, mais comme ce tube est conducteur, la grille n'a pas d'influence sur son fonctionnement.

En actionnant l'inverseur à bascule S dont les contacts K_1 et K_2 sont réunis, le courant anodique de V_3 est momentanément interrompu, et au rétablissement du circuit, V_3 ne peut se réamorcer à cause de sa polarisation élevée. La chute de tension sur R_2 ayant disparu, V_1 s'amorce au point choisi de la période, et V_2 suit. Un nouveau cycle recommence aussitôt, et ainsi de suite. Mais C_1 se décharge à travers R_3 , la tension de polarisation diminue, et après un retard fonction de C_1 et R_3 , V_3 s'amorce de nouveau, bloquant de nouveau V_1 qui, à son tour, interdit le fonctionnement de V_2 . On peut donc déterminer le nombre de périodes que dure le soudage en agissant sur R_3 .

F. 8. — Commande séquentielle de soudage à quatre intervalles

Dans les commandes décrites ci-dessus, nous n'avons envisagé que la temporisation de l'opération de soudage proprement dite. Une commande de soudage complète doit toutefois permettre d'ajuster indépendamment les quatre intervalles de temps correspondant à la compression, au soudage, au maintien et à l'ouverture, et les retards correspondants doivent être déclenchés en séquence. La compression est habituellement pneumatique, le cylindre de l'actionneur est alimenté par la conduite d'air comprimé de l'usine en passant par une vanne électromagnétique.

Dans le schéma simplifié de la commande séquentielle de la figure F-16, les quatre temporisateurs sont représentés comme de simples relais (REL_2 à REL_5), étant entendu que ces relais, mis sous tension, n'attirent leur armature qu'après le temps de retard choisi.

Le cycle de soudage est déclenché en fermant le contact à pédale IP . Le relais REL_1 est alimenté par les contacts $K_{16}K_{18}$, il ferme K_1K_2 qui court-circuite IP (la pédale n'a plus d'action jusqu'à la fin du cycle) et K_3K_4 qui commande l'ouverture de l'électrovanne. Le cylindre de l'actionneur est mis sous pression et assure la compression des pièces. Simultanément, le temporisateur de compression figuré par REL_2 ferme après le retard choisi le circuit du contacteur par K_5K_6 pour déclencher la phase soudage, et aussi K_7K_8 pour déclencher le temporisateur de soudage. A la fin du temps de soudage, REL_3 attire son armature et ouvre $K_{11}K_{13}$, coupant ainsi le circuit de REL_2 qui à son tour interrompt le circuit du contacteur par K_5K_6 et met fin à la phase soudage. REL_2 reste alimenté par $K_{12}K_{13}$ et $K_{16}K_{18}$. La fermeture de K_9K_{10} alimente le temporisateur de maintien par $K_{19}K_{20}$ et, après le retard choisi, REL_4 attire son armature et ferme ses propres contacts de maintien $K_{14}K_{15}$. L'ouverture de $K_{16}K_{18}$ interrompt l'alimentation de REL_1 et REL_3 , l'électrovanne ferme

et la compression est terminée. Le temporisateur d'ouverture est alimenté par $K_{17}K_{18}$. Après le temps préréglé d'ouverture, $RE L_5$ ouvre $K_{19}K_{20}$, et $RE L_4$ n'est plus alimenté. $K_{17}K_{18}$ ouvre à son tour, $RE L_5$ retombe et met fin au cycle de soudage.

Un interrupteur de répétition IR est monté en série avec $RE L_5$. S'il est fermé, une pression continue sur la pédale déclenche un nouveau cycle de soudage immédiatement après la phase d'ouverture ; s'il est ouvert, la machine reste en position ouverture après chaque cycle, et il faut le fermer pour faire un nouveau point.

F. 9. — Commande électronique d'une soudeuse à arc

Comme le soudage par résistance, le soudage à l'arc est une affaire à courant fort. Par un attouchement bref, on amorce un arc électrique entre l'électrode et la pièce à souder branchées sur un générateur convenable, et la chaleur engendrée par cet arc fond la matière et établit le joint. On distingue les procédés à électrode consommable qui, en fondant, fournit le métal d'apport des méthodes à électrode de tungstène qui ne s'use pratiquement pas. Ce sont alors les bords de la pièce à souder ou des baguettes de métal d'apport qui fournissent la matière du joint.

Dans le soudage à arc à électrode consommable en particulier, la position de l'électrode doit être constamment rectifiée, car au fur et à mesure que l'électrode fond, l'arc s'allonge et finit par se désamorcer. Un arc trop court soude mal aussi. Dans le soudage manuel, le soudeur tient l'électrode à la main et la déplace pour maintenir constante la longueur de l'arc.

Il existe de grandes machines automatiques de soudage à arc dans lesquelles l'électrode est mue par un chariot entraîné par des servomoteurs, en suivant par exemple les instructions de position contenues dans une bande magnétique ou perforée. C'est le même problème que celui de la commande programmée d'une machine-outil que nous avons déjà traité plus haut. Ce que nous considérons ici, c'est la commande électronique qui déplace l'électrode perpendiculairement à la pièce pour maintenir constante la longueur de l'arc.

La figure F-17 montre le schéma d'une telle commande électronique de soudeuse à arc. L'électrode est montée sur un chariot qu'un moteur shunt à courant continu déplace perpendiculairement à la pièce en fonction de la chute de tension aux bornes de l'arc qui augmente avec la longueur de l'arc. L'inducteur de ce moteur est alimenté à tension constante (secondaire S_4 du transformateur et redresseurs D_1D_2 ; un filtrage est inutile). L'induit reçoit la tension du secondaire S_1 redressée par les thyristors V_3 et V_4 montés en tête-bêche et utilisés comme redresseurs commandés. V_3 ne peut conduire que pendant les alternances rendant le point A positif par rapport à B, et V_4 durant les autres alternances. Dans ces conditions, V_3 et V_4 font passer dans l'induit des courants unidirectionnels (ce n'est pas du courant continu) de sens opposés déterminant la rotation du moteur dans un sens ou dans l'autre.

L'emploi de réactances saturables pour faire varier le cycle de travail d'un thyristor par déphasage de son point d'amorçage, et du même coup la puissance transmise à la charge, est examiné dans la dernière section de l'ouvrage. Ici, les points d'amorçage de V_3 et V_4 sont déterminés par les inductances saturables RS_1 et RS_2 dont les enroulements de commande sont branchés sur les plaques de l'amplificateur différentiel V_1V_2 .

La tension de l'arc est appliquée directement à V_1 , tandis que la grille de V_2 reçoit une tension de référence du diviseur R_4R_5 . Les grilles sont donc à un potentiel relativement élevé par rapport au — H. T., et la résistance R_6 commune aux deux cathodes peut avoir une valeur élevée. Cet amplificateur différentiel à couplage cathodique augmenté constitue un excellent comparateur de tensions : une variation de potentiel de l'une des grilles provoque des variations opposées des courants anodiques des deux tubes par couplage cathodique.

Pour la bonne longueur d'arc et le réglage correct du potentiomètre R_4 , les grilles de V_1 et V_2 sont au même potentiel et leurs courants plaque sont égaux. Les enroulements de commande de RS_1 et RS_2 étant parcourus par des courants de même intensité, les conditions de phase des grilles des thyristors sont semblables, les deux thyristors ont le même taux de travail, et l'induit reçoit des puissances semblables de sens opposées ; il ne bouge donc ni dans un sens ni dans l'autre.

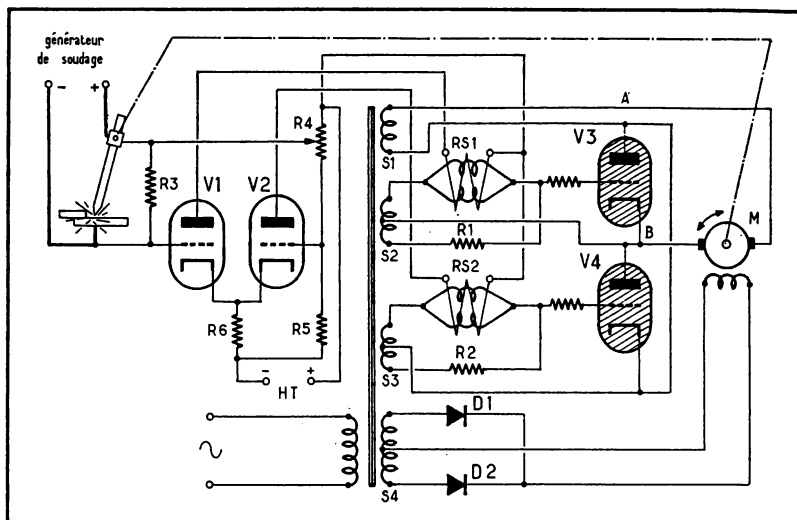


Fig. F-17. — Commande électronique de la longueur de l'arc de soudage.

Avec la fusion de l'électrode, l'arc s'allonge et la grille de V_1 devient davantage négative, ce qui réduit le courant plaque de V_1 et augmente celui de V_2 . Les inductances modifient les conditions de phase et augmentent le taux de travail d'un thyristor en réduisant celui de l'autre. Les puissances dans l'induit ne s'équilibrent alors plus, et le moteur tourne pour ramener l'électrode vers la pièce afin de réduire la tension de l'arc. Dès que l'arc est ramené à la longueur désirée correspondant à une tension déterminée, les puissances s'équilibrent de nouveau, et le moteur s'arrête. (Encore un exemple de servomécanisme, le principe de la boucle fermée est évident.)

F. 10. — Applications industrielles des ultrasons

Les ultrasons sont des vibrations élastiques tout comme le son audible, mais leur fréquence se situe au-dessus de la gamme acoustique. Pratiquement, la gamme ultrasonore commence à 15 kHz (fréquence d'ailleurs encore perçue par beaucoup d'humains et animaux) et s'étend jusque dans les megahertz, sans limite fixe. C'est une forme d'énergie rayonnée ayant des propriétés intéressantes qui lui ouvrent de vastes domaines d'applications.

Les ultrasons se propagent dans l'air à la vitesse du son, soit 340 m/s environ. Dans l'eau de mer, leur vitesse est de 1500 m/s, et dans l'acier de 5100 m/s. Comme on peut les diriger, concentrer, réfléchir, réfracter et absorber comme des ondes de lumière, on réalise des sondeurs et échomètres à ultrasons utilisant le principe du radar : une impulsion d'énergie vibratoire est dirigée sur un objectif, l'écho est reçu par un récepteur, on mesure le temps d'aller-retour de l'impulsion et on en déduit la distance de l'objectif (un sous-marin ou un banc de poissons), l'épaisseur d'un objet métallique, l'emplacement d'une paille dans une pièce coulée et quantité d'autres choses intéressantes.

Les ultrasons sont absorbés par les gaz. Ils se propagent assez loin dans les liquides, et beaucoup mieux encore dans les solides homogènes comme les métaux.

Des ultrasons de faible énergie peuvent être produits par des sifflets spéciaux à ultrasons et la vibration élastique de lames d'acier. Ces dispositifs sont utilisés pour la télécommande de téléviseurs, de modèles réduits et de portes de garage. Dans les applications industrielles demandant une certaine puissance, on utilise aux basses fréquences (15 à 50 kHz) des géné-

rateurs à *magnétostriction* d'une puissance pouvant atteindre 10 kW. L'amplitude des vibrations est faible : 1 à 10 μm . Aux fréquences supérieures à 50 kHz, on utilise des générateurs *piézoélectriques* dont la consommation atteint 1 kW. La puissance ultrasonore produite est beaucoup plus faible, de l'ordre de 100 W. Ces générateurs sont en fait des convertisseurs d'énergie électrique en énergie vibratoire, tout comme un haut-parleur. Ils sont excités par un générateur d'énergie électrique haute fréquence semblable à un générateur de chauffage H. F. ou à un émetteur de fréquence et puissance analogues.

Dans les oscillateurs électroniques, on recherche l'amplitude maximale des oscillations par un choix judicieux de L et C. Dans les générateurs d'ultrasons, c'est la résonance mécanique de l'élément vibrant qui doit être recherchée par une étude soignée de ses dimensions et

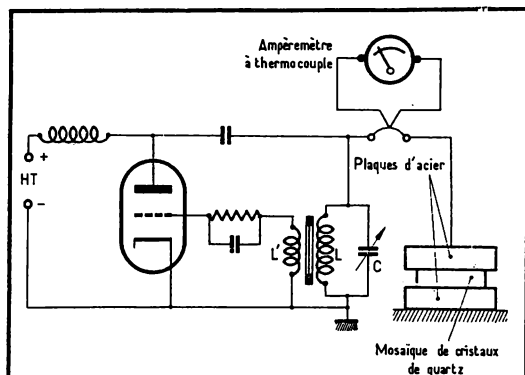


Fig. F-18. — *Excitation d'un générateur piézoélectrique d'ultrasons.*

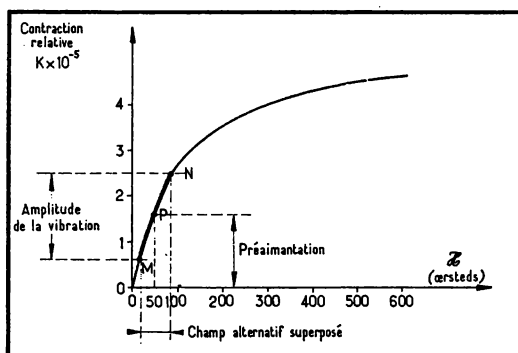


Fig. F-19. — *Courbe de contraction d'un barreau de nickel en fonction du champ magnétique appliqué.*

de ses points de fixation, et l'énergie électrique doit avoir la fréquence correcte pour entretenir ces vibrations de résonance. Toute maladaptation conduit à une baisse considérable du rendement énergétique.

Dans un générateur piézoélectrique d'ultrasons, on utilise l'énergie vibratoire d'un matériau piézoélectrique comme le quartz et certaines céramiques (titانات) excité par un champ H. F. de fréquence propre à entretenir la résonance mécanique. Un tel générateur se compose de deux plaques rectifiées d'acier entre lesquelles sont collées les faces strictement parallèles d'un assemblage de cristaux de quartz ou de céramique piézoélectrique (fig. F-18). Les plaques d'acier servent à transmettre les vibrations, et aussi à appliquer le champ H. F. produit ici par un oscillateur à plaque accordée entretenu par une triode de puissance. L'énergie

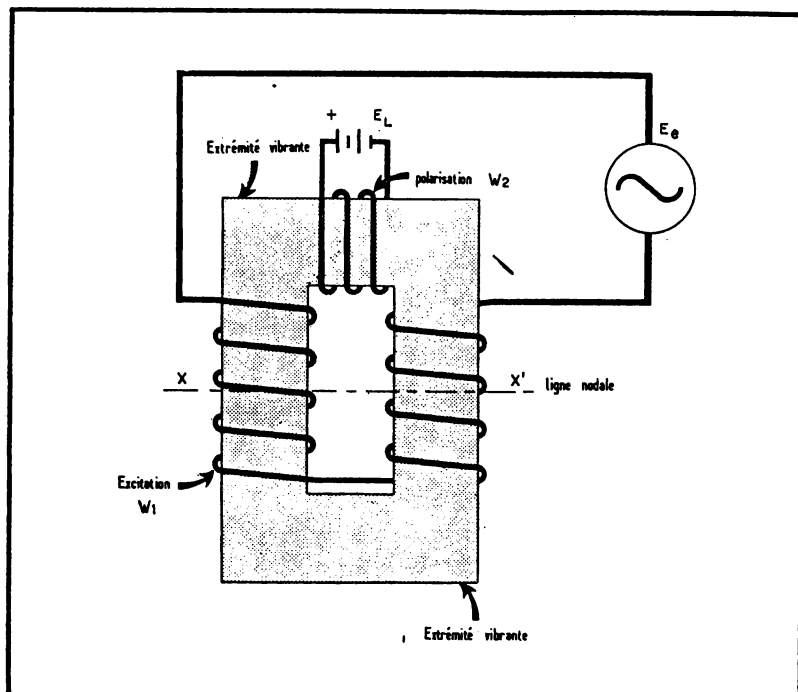


Fig. F-20. — Structure d'un générateur magnétostrictif d'ultrasons.

électrique transmise au générateur d'ultrasons peut être mesurée à l'aide d'un ampèremètre à thermocouple. De tels générateurs sont notamment utilisés dans les *sonars*.

Les générateurs à magnétostriction sont basés sur la dilatation et la contraction d'une tôle de nickel soumise à un champ magnétique alternatif. (A cause des pertes élevées par courants de Foucault aux fréquences ultrasonores, le noyau massif est inutilisable ; on utilise donc des noyaux composés de tôles fines isolées et empilées, comme dans un circuit magnétique de transformateur.) Ici aussi, les variations mises en jeu sont extrêmement faibles, de l'ordre de 3×10^{-5} , ce qui ne fait que $6 \mu\text{m}$ pour une tôle longue de 20 cm. Par une utilisation judicieuse des propriétés de résonance, on arrive cependant à des amplitudes beaucoup plus élevées.

La courbe de la contraction relative en fonction du champ appliqué (fig. F-19) montre une variation à peu près proportionnelle au début, suivie d'un aplatissement de plus en plus prononcé. Il n'y a donc aucun intérêt d'utiliser des champs de l'ordre de 100 œersteds. Pratiquement, on choisit un point de fonctionnement tel que P correspondant à champ de préaimantation de 50 œersteds par exemple auquel on superpose un champ alternatif balayant le point de fonctionnement entre M et N. Les valeurs instantanées du champ alternatif s'ajoutent ou se retranchent du champ de préaimantation, et la tôle se contracte et se dilate successivement. (Sans la polarisation, elle ne pourrait que se contracter.)

Le mécanisme d'un générateur magnétostrictif d'ultrasons est représenté sur la figure F-20. La tôle de nickel a une forme fermée se prêtant à la mise en place d'enroulements. Il y en a deux, pour l'excitation (en courant alternatif) et la polarisation (en courant continu). Ce bloc de tôles est fixé par son milieu dans la ligne nodale XX', et la magnétostriction se manifeste par une vibration des extrémités supérieure et inférieure. Habituellement, une seule de ces

extrémités est utilisée pour fournir le travail. Sur cette surface est solidement soudé un barreau de couplage qui transmet l'énergie vibratoire à la pièce travaillée.

F. 11. — Nettoyage et mélange de liquides par ultrasons

En montant sur l'extrémité supérieure du générateur un récipient, on peut y verser des liquides qui seront soumis aux vibrations ultrasonores. Sous l'effet d'agitation intense des molécules, des bulles gazeuses se dégagent du liquide et montent à la surface. C'est le phénomène de *cavitation* utilisé pour le dégazage non seulement des liquides, mais aussi des métaux fondus. En chimie, on accélère certaines réactions par un traitement par ultrasons, car l'oxygène libéré par cavitation par exemple possède une propriété oxydante particulièrement active. Un certain nombre d'autres réactions concernant notamment la chimie des colloïdes sont sinon rendues possibles, du moins accélérées par les ultrasons.

L'agitation intense par les ultrasons assure un mélange intime des poudres et solutions liquides et trouve des applications dans la préparation des émulsions photographiques, des peintures et de certains produits pharmaceutiques. On a pu ainsi produire une émulsion colloïdale de très fines gouttelettes de mercure dans l'eau, deux corps qu'il est normalement impossible de mélanger.

En soumettant aux ultrasons un bain de dégraissage ou de nettoyage de pièces métalliques délicates comme des montres par exemple, on accélère et on améliore l'action nettoyante, les souillures étant vite arrachées. Des essais de lavage du linge aux ultrasons ont donné des résultats encourageants.

Pour clore cette rapide énumération, citons seulement quelques applications des ultrasons à l'industrie alimentaire : stérilisation de l'eau, du lait et des boissons dites hygiéniques, vieillissement accéléré du vin, fermentation et maturation des fromages et pasteurisation du lait.

F. 12. — Usinage par ultrasons

Cette technique permet de creuser des trous et cavités de forme compliquée dans des matériaux très durs et cassants comme le carbure de tungstène, les céramiques, le germanium et le silicium. Une perceuse ultrasonique comprend un générateur magnétostrictif solidement fixé dans sa ligne nodale XX'. A l'extrémité inférieure du paquet de tôles est soudé le barreau de couplage en forme de cône exponentiel portant l'outil de coupe (fig. F-21). La pièce à usiner est immergée dans une suspension de poudre abrasive fine dans de l'eau, et l'outil vibre à une très faible distance de la pièce, sans toutefois la toucher. L'eau transmet aux particules abrasives la vibration verticale de l'outil, et ces particules creusent dans la pièce une cavité correspondant exactement à l'empreinte de l'outil. Ce sont donc ces particules qui enlèvent la matière. Le liquide est nécessaire pour transmettre l'énergie vibratoire, refroidir l'outil et la pièce et évacuer les copeaux.

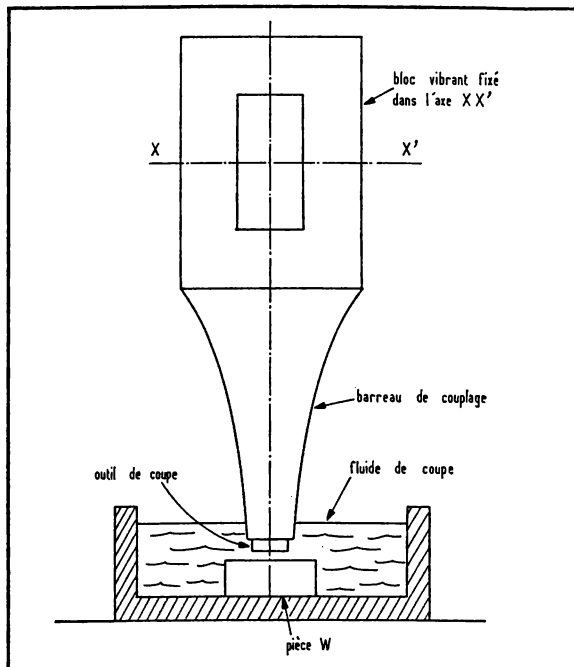
Comme l'abrasif accomplit le travail de coupe et non pas l'outil, ce dernier peut être réalisé en un métal relativement tendre, facile à utiliser, comme le cuivre ou le bronze. Souvent une pièce de fabrication courante peut servir d'outil. Comme les matériaux durs sont davantage érodés que les métaux tendres, l'usure de l'outil est faible.

Les perceuses à ultrasons, généralement automatiques, sont pourvues d'une avance automatique qui abaisse l'outil dans la cavité creusée dans la pièce en maintenant la distance entre outil et pièce. C'est un servomécanisme analogue à celui utilisé pour le soudage à arc, avec toutefois une avance micrométrique. Les perceuses à ultrasons produisent généralement quelques centaines de watts d'énergie vibratoire à des fréquences allant de 15 à 50 kHz.

F. 13. — Soudage aux ultrasons

L'aluminium et certains alliages réputés insoudables à l'étain dans les conditions habituelles peuvent être soudés à l'aide des ultrasons. Ce qui empêche normalement la soudure de l'aluminium, c'est la couche mince d'oxyde qui se forme immédiatement à sa surface et empêche

Fig. F-21. — Perceuse à générateur magnétostrictif d'ultrasons.



la pénétration de la soudure. Les vibrations de la panne d'un fer à souder à ultrasons brisent cette couche d'oxyde. Le phénomène de cavitation dans la soudure fondue qui recouvre la partie à étamer contribue puissamment à arracher cette couche d'oxydes qui ne peut plus se reformer, l'aluminium n'étant plus exposé à l'air. Dans ces conditions, l'aluminium peut être correctement étamé et soudé.

La figure F-22 montre le mécanisme d'un fer à souder à ultrasons et le schéma de l'oscillateur qui l'excite. L'outil est centré sur un élément magnétostrictif feuilleté fixé dans sa ligne nodale XX' et portant des enroulements d'excitation L_1 et de polarisation L_2 . Un cône exponentiel de couplage soudé à une extrémité du bloc magnétostrictif porte la panne avec son élément chauffé par le courant du réseau. L'autre extrémité du bloc fait face à un circuit magnétique feuilleté comprenant un aimant permanent et portant un enroulement de réaction L_3 .

Le bloc magnétostrictif est excité par l'amplificateur V_1V_2 dont la sortie est branchée sur L_1 . Les vibrations de son extrémité libre induisent dans L_3 une tension de même fréquence qui est appliquée à la grille de V_1 pour susciter et entretenir des oscillations. En faisant ainsi dépendre la réaction des vibrations du bloc, on maintient la fréquence d'oscillation toujours égale à la fréquence de résonance mécanique, condition du rendement maximal. Le condensateur C accorde L_3 sur la fréquence d'oscillation et élimine les harmoniques.

Le soudage dur aux ultrasons est une technique encore récente utilisant l'énergie vibratoire d'une panne sphérique froide pour souder des métaux semblables et différents. Bien que

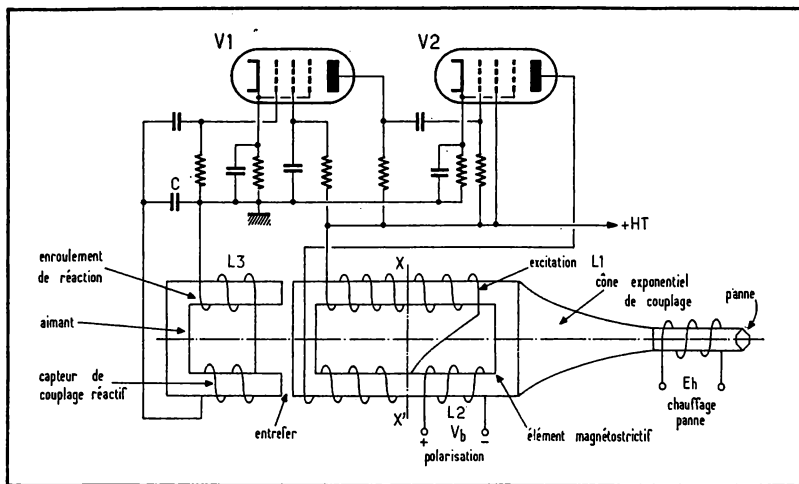


Fig. F-22. — Schéma d'un fer à souder à ultrasons.

son mécanisme soit encore imparfaitement compris, il semble qu'une fusion à l'état solide consécutive à la déformation plastique locale, un *soudage à froid*, ait lieu. L'outil utilisé ressemble au fer de la figure F-22, sans l'élément chauffant bien entendu. Il y a des fers à main d'une puissance vibratoire de 25 W, et des fers d'établi de 300 à 4000 W, fréquence 15 à 50 kHz.

F. 14. — L'usinage par étincelles

Comme l'usinage par ultrasons, l'usinage par étincelles est une méthode intéressante pour creuser des trous et cavités de forme irrégulière ou compliquée dans des métaux très durs et cassants comme le carbure de tungstène (les isolants ne peuvent pas être travaillés par ce procédé). Ici aussi, l'outil de coupe peut être réalisé en matériau tendre (en fait, il ne touche pas la pièce), et le travail se fait dans un liquide. Mais la similitude s'arrête là, les deux procédés sont entièrement différents.

Dans l'usinage par étincelles, on applique une tension continue de 40 à 400 V entre l'outil et la pièce à usiner, séparés par un écart très faible (environ 25 μm) rempli d'un liquide diélectrique comme l'huile de transformateur. A l'origine, on chargeait un condensateur à travers une résistance, l'outil et la pièce étant reliés aux deux armatures du condensateur. Ainsi, la tension montait progressivement entre l'outil et la pièce, et à un moment donné, il se produisait une décharge disruptive par étincelle. La pièce étant reliée au pôle positif, des particules de matière étaient arrachées à la pièce au point d'impact de l'étincelle, migraient vers l'outil (négatif) et étaient évacuées par l'huile. Par cette action, la pièce est progressivement érodée et l'empreinte exacte de l'outil se creuse dans la matière. Comme l'étincelle jaillit toujours entre les points les plus rapprochés, la matière est enlevée d'une manière très uniforme.

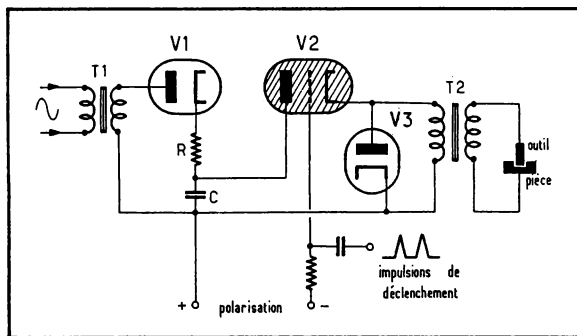
Le liquide diélectrique joue un triple rôle ici : il évacue les particules arrachées, il refroidit la pièce et l'outil et il étouffe l'étincelle pour éviter la formation d'un arc qui endommagerait la pièce. La tension appliquée est polarisée (on ne peut pas dire continue) pour creuser la pièce sans user l'outil. Comme les métaux tendres sont moins érodés que les durs, l'outil peut être fait en cuivre ou acier doux.

Les techniques électroniques sont utilisées dans deux fonctions au moins dans une machine à usiner par étincelles : la production de la tension disruptive et l'avance de l'outil mainte-

nant constant l'écart outil-pièce. (Il peut y avoir de plus une commande électronique de position de la pièce comme dans d'autres machines-outils.) Comme l'enlèvement de matière ne se produit que durant l'étincelle, on accroît fortement le rendement de la machine en augmentant la fréquence de répétition des étincelles. Dans les machines modernes, cette fréquence de répétition atteint 50 kHz, et certaines machines spéciales travaillent à des fréquences encore plus élevées. Les courants de décharge vont de 100 à 20 000 A ; comme la durée de la décharge est faible, la puissance moyenne consommée par la machine est faible.

La figure F-23 montre le schéma d'un générateur d'étincelage. La tension secondaire du transformateur d'alimentation T_1 est redressée par le tube V_1 et charge le condensateur C à travers la résistance R . C fournit la tension anodique au thyatron V_2 dont la cathode contient le primaire du transformateur d'impulsions T_2 ; le secondaire de T_2 est relié à l'outil d'une part, et à la pièce à usiner d'autre part. V_2 est polarisé pour être normalement bloqué, on l'amorce par des impulsions positives appliquées à la grille. Amorcé, le thyatron applique l'énergie emmagasinée dans C au primaire du transformateur d'impulsions et déclenche une décharge oscillante. La diode d'amortissement V_3 étouffe l'alternance négative de cette oscillation (vite amortie) pour conserver la polarité de la tension secondaire et réduire ainsi l'usure de l'outil. Il existe bien d'autres types de générateurs d'étincelles, et notamment des éclateurs à disque tournant garni de pointes.

Fig. F-23. — Générateur d'impulsions pour machine à usiner par étincelles.



Vu l'extrême étroitesse de la fente entre l'outil et la pièce qu'il faut maintenir constante lorsque l'outil se fait très lentement son chemin dans la pièce, on conçoit que la réalisation du système micrométrique d'avance de l'outil soit délicate, mécaniquement et électroniquement. Comme la tension ou le courant d'étincelle sont fonction de la longueur de la fente, ces paramètres peuvent servir à la commande du servomécanisme d'avance d'une manière analogue à ce qui a été fait dans la commande de soudage à l'arc de la figure F-17.

Une application particulière intéressante de l'usinage par étincelles est le taraudage de métaux très durs comme le carbure de tungstène, opération qu'il n'est guère possible d'effectuer par des méthodes classiques, le taraud s'usant avant la pièce. On monte alors sur la broche de la machine une vis en cuivre ou acier doux dont les filets sont la réplique exacte de ceux que l'on veut creuser dans la pièce. Cette vis est descendue progressivement dans la pièce en tournant lentement comme si on voulait la visser. Dans ces conditions, les étincelles enlèvent dans la pièce la matière à l'endroit des filets, et la vis se visse effectivement dans la pièce. Bien entendu, le servosystème d'avance doit alors assurer une coordination exacte des mouvements de rotation et de translation.

G — DISPOSITIFS ÉLECTRONIQUES DE SÉCURITÉ

A côté de l'accomplissement, de la commande et de la supervision d'opérations de production industrielle, l'électronique joue un rôle important en assurant la sécurité physique de l'opérateur et en protégeant des machines et installations de valeur. Un système automatique est généralement conçu pour empêcher la machine de s'endommager elle-même, par des interrupteurs de fin de course par exemple. Dès qu'un opérateur humain est compris dans la boucle du système, des équipements additionnels sont nécessaires pour parer aux conséquences de ses décisions erronées et se substituer à lui lorsqu'il omet d'agir.

La conception d'un tel système de protection efficace à 100% peut poser des problèmes psychologiques ardues, car les ouvriers se sentent parfois brimés par ce qu'ils considèrent comme une tutelle de la machine qui ralentit le travail et les empêche d'agir à leur idée. Et comme l'être humain est doué d'une astuce que la machine ne possède pas, il est souvent difficile de prévoir tout ce qu'il peut imaginer pour tromper le dispositif de sécurité ou le mettre hors d'action.

G. 1. — Protection d'opérateurs de presses et de cisailles

C'est particulièrement vrai pour les presses et cisailles alimentées à la main. S'il suffit de presser un seul bouton pour actionner la machine, l'autre main reste libre, et elle est constamment en danger. Certaines machines sont pourvues de deux boutons de commande disposés des deux côtés de la machine, et il faut appuyer simultanément sur les deux pour déclencher l'opération ; mais cette disposition peut faire perdre beaucoup de temps et d'effort, et elle est inapplicable lorsqu'une main est nécessaire pour guider ou maintenir la pièce.

Un dispositif photoélectrique de sécurité peut être la meilleure solution à ce problème. Pour protéger une région plutôt qu'une simple ligne, le faisceau lumineux émanant de la boîte de lumière est réfléchi plusieurs fois par des miroirs judicieusement fixés avant d'atteindre la cellule photoélectrique (fig. G-1). On interpose ainsi un « rideau de protection » entre l'opérateur et la région de danger. L'interruption du faisceau arrête immédiatement la machine, et même dans le travail en continu, l'opérateur ne court pas de danger, tout en disposant de ses deux mains. Ce système semble par ailleurs difficile à tromper.

Plusieurs commandes photoélectriques ont déjà été décrites au chapitre B. 12 et ailleurs. Le montage à résistance photoconductrice P et thyatron à cathode froide Th de la figure G-2 est alimenté directement par le réseau ; il est simple et fiable. A l'obscurité, la résistance de P est très élevée, le potentiel de l'électrode d'amorçage de Th est faible et le tube est éteint. Lorsque la lumière frappe P, sa résistance devient faible, le potentiel de l'électrode d'amorçage augmente, le thyatron s'amorce et alimente le relais R E L. La fermeture des contacts

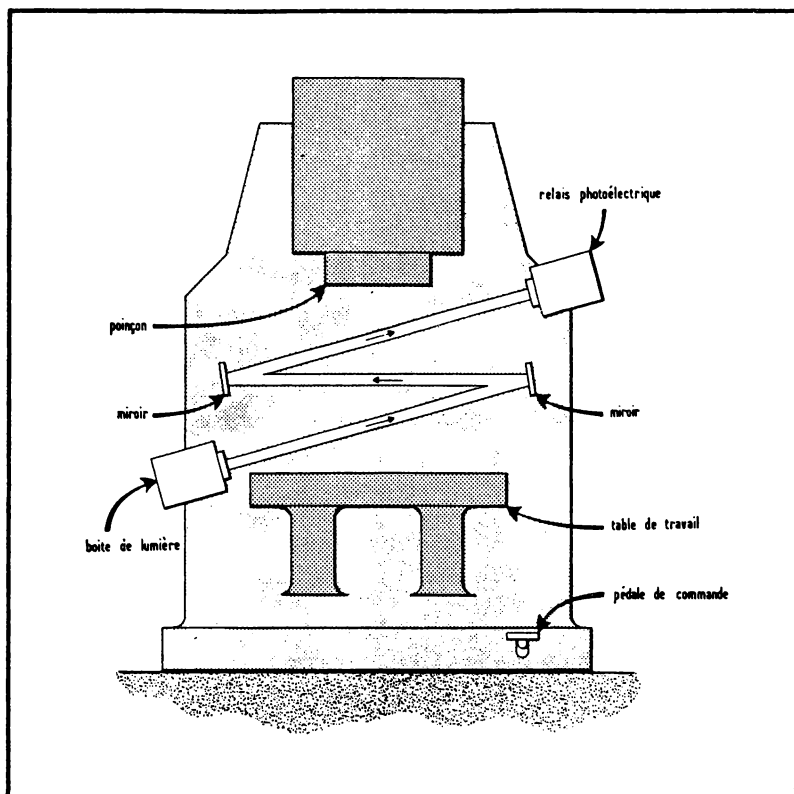
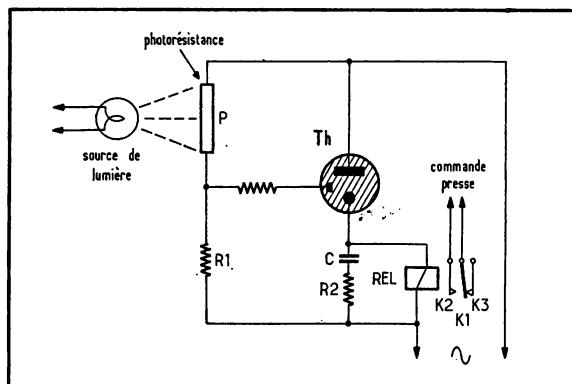


Fig. G-1. — Barrière photoélectrique de protection d'une presse.

Fig. G-2. — Relais photoélectrique à thyatron à cathode froide pour la barrière de protection.



K_1 K_2 ferme alors le circuit de commande de la machine et l'autorise à fonctionner. Comme le montage est alimenté en courant alternatif, Th se désamorce dès l'interruption du faisceau

lumineux, et le relais retombe. Pour éviter les vibrations du relais (alimenté pendant une alternance sur deux), on le shunte par R_2 et C montés en série. Ces éléments sont inutiles lorsqu'il s'agit d'un relais à action lente.

G. 2. — La sécurité des dispositifs de sécurité

Comme tout autre appareil, un dispositif de sécurité peut avoir une défaillance, et le système doit être conçu pour que cette défaillance n'ait pas de conséquences catastrophiques. La philosophie fondamentale doit être la *protection positive*, ce qui signifie que toute panne imaginable entraînera l'arrêt total de la machine, par opposition à un fonctionnement incontrôlé. Ainsi, on perdra peut-être du temps, mais tout accident corporel ou matériel sera évité. Ce principe est appliqué depuis longtemps aux signaux de chemin de fer qui se mettent toujours à l'arrêt en cas de panne.

Le dispositif de sécurité de la figure G-2 répond aussi à cette condition de protection positive. Il faut que le relais « colle » et que les contacts ferment pour que la machine puisse fonctionner. En cas de manque de courant (dû à un fusible sauté par exemple), d'oxydation des contacts, de lampe grillée dans la boîte à lumière ou de non-amorçage du thyatron, la machine est bloquée et il ne peut y avoir d'accident.

(En intervertissant P et R_1 et en utilisant les contacts $K_1 K_3$ du relais, le montage fonctionnerait toujours, mais il serait à *protection négative*. Tandis que la condition de fonctionnement de la protection positive s'énonce : *La machine marche seulement si la cellule est illuminée*, la condition de la protection négative est : *La machine ne peut pas marcher si la cellule est obscurcie*, ce qui n'interdit pas nécessairement la marche en l'absence d'illumination. Les différents dérangements cités plus haut (panne de courant, lampe grillée ou thyatron défectueux) n'empêcheront pas que les contacts $K_1 K_3$ qui sont les contacts de repos du relais restent fermés, autorisant ainsi le fonctionnement de la machine même si le faisceau est intercepté.)

Une machine ne doit pouvoir marcher que si toutes les conditions de sécurité sont remplies simultanément, ce qui s'exprime en langage logique par la fonction E T, matérialisée par la fermeture d'interrupteurs montés en série. Dans un four H. F. par exemple, le ou les tubes sont déjà chauffés en position attente, et la chaleur est produite dès le branchement de la H. T. Ce branchement ne doit pouvoir se faire que si la porte du four est fermée (sécurité de l'opérateur) E T le système de refroidissement (ventilateur ou circulation d'eau) fonctionne E T le tube est chauffé E T l'ordre est donné par pédale ou bouton. Et cette liste de conditions n'est pas limitative, ce qui explique qu'un schéma d'électronique industrielle, simple a priori, peut paraître inextricable par la présence des nombreux circuits de sécurité qui ne changent en rien le principe de fonctionnement de la machine.

Le technicien appelé auprès d'une machine à commande électronique se refusant à fonctionner ferait bien de se souvenir de tous ces contacts de sécurité qui interdisent le fonctionnement lorsqu'ils sont ouverts. Un contact défectueux peut être toute la cause du dérangement.

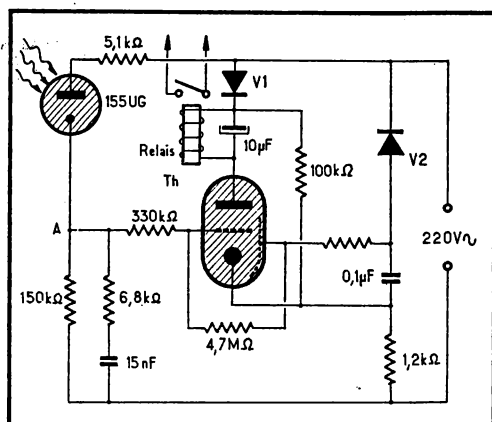
G. 3. — La surveillance des flammes

Dans les chaufferies et fours brûlant du gaz ou du mazout, il est indispensable en cas d'extinction de la flamme (ou de non-allumage dans le cas d'installations fonctionnant par tout ou rien) de fermer aussitôt la vanne d'admission ou la pompe de combustible. Sinon, le gaz ou le mazout remplirait le foyer et même la chaufferie toute entière, et à la moindre étincelle se produirait une violente explosion. Le dispositif de surveillance des flammes accomplit cette tâche de sécurité.

Le montage de la figure G-3 utilise comme capteur un tube photoémissif à gaz sensible seulement au rayonnement ultraviolet de la flamme de gaz, insensible à la lumière visible, développé spécialement pour cette application. (La flamme de mazout est riche en rayonne-

ments rouge et infrarouge ; il existe des cellules photoémissives et photoconductrices sensibles à cette partie du spectre, et le montage de la figure G-2 pourrait alors donner satisfaction.) Cette cellule P commande un thyatron à cathode froide Th dont la plaque contient le relais R E L dont les contacts ferment le circuit de l'électrovanne d'admission ou de la pompe de combustible. Le montage est directement alimenté en courant alternatif ; mais un redresseur V_1 n'alimente la plaque qu'aux alternances positives, et un autre V_2 développe aux alternances négatives une tension de polarisation négative.

Fig. G-3. — Relais photo-électrique pour la surveillance des flammes.



Tant que la cellule ne reçoit pas le rayonnement ultraviolet d'une flamme, elle reste non conductrice, et le thyatron, polarisé par sa grille, est éteint. La bobine du relais ne reçoit pas de courant, et les contacts sont ouverts. Si la cellule est illuminée par un rayonnement ultraviolet suffisant, le point A devient positif pendant les alternances positives et réduit la polarisation du thyatron qui s'amorce. Le relais est excité, ses contacts se ferment et restent fermés tant que dure le rayonnement. Pour que le relais ne retombe pas lorsque la cellule, mal éclairée, ne devient pas conductrice pendant quelques alternances, on le shunte par un condensateur de forte capacité.

Ce montage est sûr ; mais si une sécurité extrême est exigée, on peut faire appel à des montages plus élaborés à deux cellules ou à découpage du faisceau par un disque tournant à trous comme celui de la figure B-50 (1).

Une autre méthode de surveillance des flammes est basée sur la conduction des flammes. Une sonde à électrode en métal réfractaire (tungstène) plonge dans la flamme, l'orifice métallique du brûleur constitue l'autre électrode. Le tout est soumis à une tension alternative dont le circuit se ferme par le condensateur C_1 (fig. G-4). Lorsque la flamme brûle, il y a redressement, C_1 se charge et amorce le thyatron à cathode froide à travers le filtre $R_1 C_2$. Le relais est alors excité, et ses contacts se ferment. En cas d'arrêt de la flamme, C_1 se décharge en 0,3 s environ et le relais retombe aussitôt.

G. 4. — Détecteurs d'incendie et de fumée

Ces appareils sont basés sur la détection de l'élévation de température (thermostats), du rayonnement infrarouge ou de la fumée. Ces phénomènes doivent déclencher aussitôt l'alarme, et éventuellement aussi un système d'arrosage abondant. Ils peuvent être très sen-

(1) *Internationale Elektronische Rundschau*, février 1965, p. 87-91.

sibles. On cite le cas de la fumée de la cigarette allumée par un visiteur imprudent qui a suffi pour déclencher l'alerte et arroser copieusement le coupable.

La figure G-5 montre un exemple d'un détecteur de fumée. Le faisceau d'une source de lumière est partagé en deux et illumine également les cellules à gaz V_1 et V_2 . Mais tandis

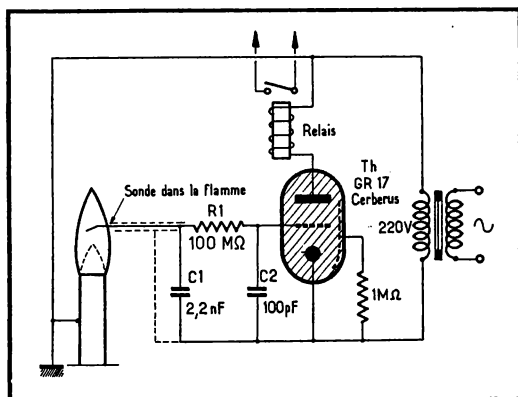
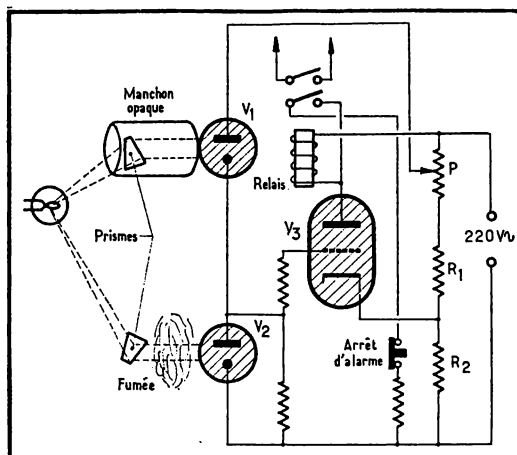


Fig. G-4. — Dispositif de surveillance des foyers basé sur la conduction des flammes.

Fig. G-5. — Détecteur photoélectrique différentiel des fumées.



que le faisceau de V_1 est abrité de l'environnement par un tube opaque, celui de V_2 est ouvert et peut être partiellement intercepté par de la fumée. Le point commun A des deux cellules est relié à la grille d'un thyatron à cathode froide V_3 . V_1 et V_2 forment un pont avec le diviseur $P R_1 R_2$. En l'absence de fumée, ce pont doit être en équilibre, les deux cellules étant également illuminées, et V_3 est suffisamment polarisé pour être bloqué. Si le faisceau de V_2 est partiellement occulté par de la fumée, la résistance de cette cellule augmente, A devient plus positif pendant les alternances de conduction et V_3 s'amorce. Le relais est excité et ferme les contacts du circuit d'alarme. Le seuil de déclenchement est réglable par le potentiomètre P .

On prévoit parfois sur le relais un contact de maintien de l'alarme qui se poursuit ainsi jusqu'à l'arrêt manuel. Ceci oblige le surveillant à se rendre sur les lieux pour savoir ce qui a déclenché l'alarme, même si la cause a disparu depuis.

Les détecteurs d'incendie à rayonnement infrarouge utilisent comme capteur une cellule photo conductrice au sulfure de plomb ou un tube photoémissif sensible à ce rayonnement,

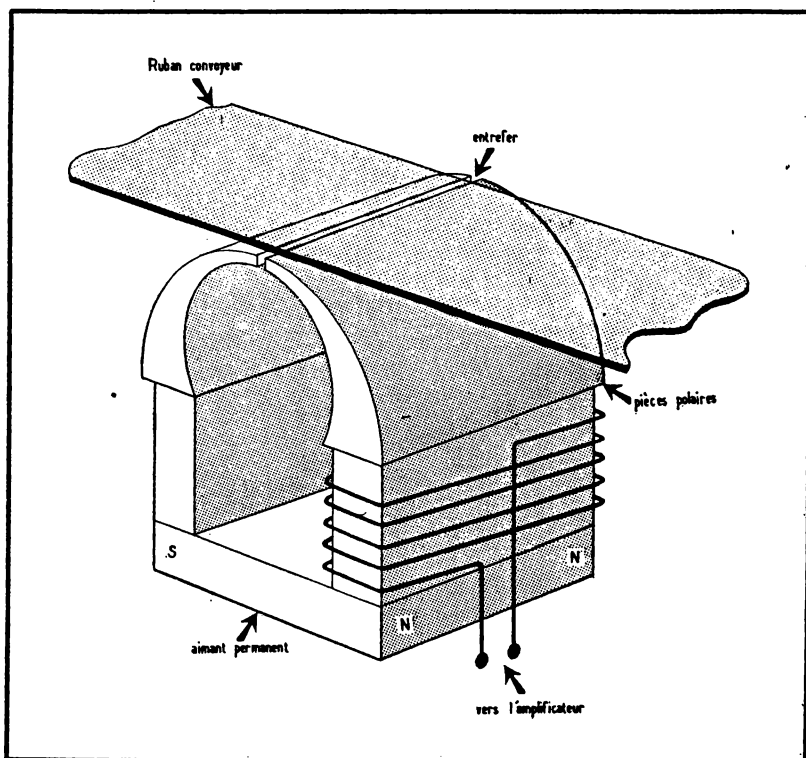


Fig. G-6. — Détecteur de particules magnétiques sur un ruban de convoyeur.

abrité de la lumière visible par un écran laissant passer l'infrarouge. Beaucoup de montages sont utilisables, notamment celui de la figure G-2. Ces appareils trouvent encore d'importantes applications dans la détection de boîtes d'essieu chaudes dans l'exploitation des chemins de fer, et de tout point chaud en général. En amplifiant le signal correspondant au rayonnement reçu, on a réussi à détecter la flamme d'un briquet à plusieurs kilomètres de distance, et la chaleur d'un corps humain à plus de 100 m. Mais pour arriver à de telles sensibilités, il faut abaisser le bruit propre de la cellule photoconductrice en la faisant fonctionner à très basse température.

G. 5. — Détecteur de métaux

Les matières transportées en vrac par rubans convoyeurs comme le charbon, le grain, la farine, les fibres textiles et le papier doivent être débarrassées des particules métalliques (vis, clous) qui pourraient s'y trouver et qui pourraient endommager les machines de transformation ou d'emballage et, en tout cas, mécontenter le client. L'appareil dit détecteur de métal ne détecte en fait que les métaux magnétiques ; mais comme les particules indésirables sont pour la plupart en fer ou en acier, c'est généralement suffisant.

Un détecteur de métaux magnétiques destiné à être placé sous un ruban convoyeur est représenté sur la figure G-6. C'est un électroaimant avec un entrefer étroit perpendiculaire

au sens de déplacement du convoyeur. Ce dispositif est magnétiquement polarisé, par un aimant permanent intercalé dans le circuit magnétique comme sur la figure, ou par un enroulement excité en courant continu. Lorsqu'une particule de métal ferromagnétique passe au-dessus de l'entrefer, la condition magnétique du circuit se modifie légèrement, et un signal apparaît aux bornes de l'enroulement qui comprend, contrairement au dessin, un grand nombre de spires.

Comme ce signal est trop faible pour être utilisé directement, il est amplifié par les deux étages à pentode V_1 et V_2 de la figure G-7 avant d'être appliqué à la grille d'un thyatron V_3 ,

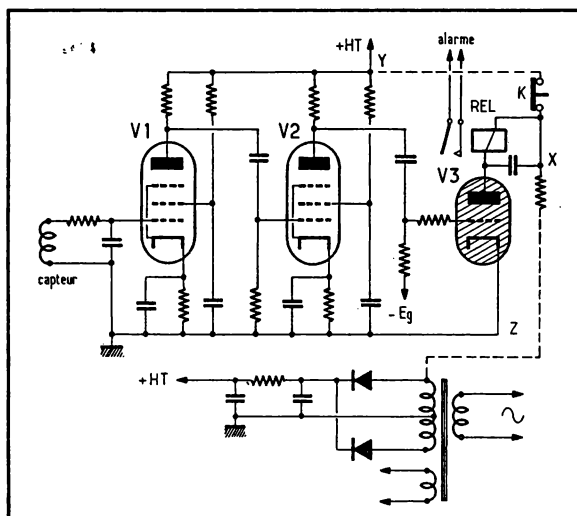


Fig. G-7. — Amplificateur pour détecteur de particules magnétiques.

normalement bloqué par une polarisation suffisante. Selon la nature de l'alimentation de V_3 , on obtient deux modes de fonctionnement distincts. Par la connexion X Y, le thyatron est alimenté en courant continu et une fois amorcé reste conducteur jusqu'à ce que son circuit plaque soit interrompu par le bouton-poussoir K. Cette condition est souvent désirable dans un dispositif d'alarme. Si V_3 est directement alimenté en courant alternatif par la connexion X Z, le relais fonctionne seulement durant le passage de la particule et retombe aussitôt après. Ce mode convient pour actionner un compteur.

Un autre appareil détecteur de métaux, magnétiques ou non, doit être mentionné ici : c'est le détecteur de mines appelé « poêle à frire » en raison de sa forme. En temps de paix, on s'en sert pour localiser des objets métalliques, et notamment des conduites d'eau enter-

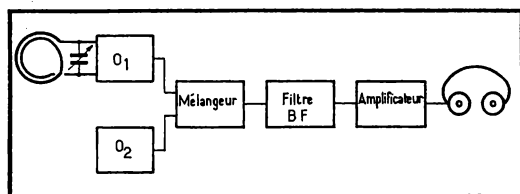


Fig. G-8. — Schéma de principe d'un détecteur de mines.

rées. Cet appareil est en fait un générateur B. F. à battements. Deux oscillateurs H. F. O_1 et O_2 fonctionnent sur des fréquences très voisines, de sorte que le battement des deux oscillations élaboré dans un mélangeur est une fréquence audible (fig. G-8). Cette onde est filtrée sommairement, puis amplifiée dans un amplificateur B. F. et appliquée à un écouteur.

En ajustant la fréquence de l'un des oscillateurs à l'aide d'un condensateur variable, on donne au son la hauteur voulue.

La « poêle à frire » que l'on promène sur la terre contient un bobinage plat de grand diamètre accordé par un condensateur, c'est le circuit oscillant de O_1 . Toute masse métallique placée dans le champ de cette bobine désaccorde le circuit oscillant et fait varier la hauteur du son dans l'écouteur. :

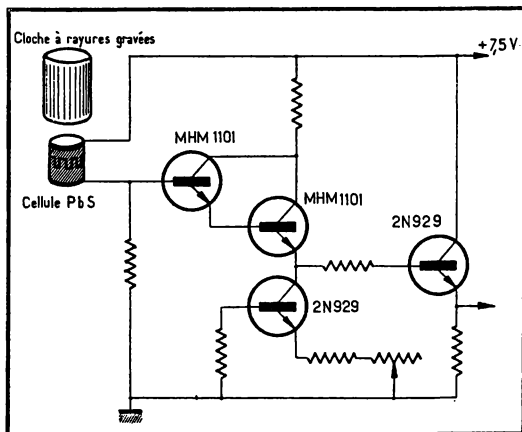
G. 6. — Détecteurs d'intrus

On peut utiliser des méthodes très variées pour déceler la présence d'intrus dans une pièce ou une région limitée à surveiller : interception d'un faisceau lumineux (infrarouge de préférence pour être invisible), écoute de sons et de bruits, détection d'une lumière même faible, variation capacitive à l'approche d'une « antenne ». Toutes ces méthodes sont valables et utilisées dans la pratique.

Une idée relativement récente est la détection du rayonnement infrarouge (longueur d'onde $9,3 \mu\text{m}$) qu'un être humain émet constamment avec une puissance de 500 W environ. Ce rayonnement est parfaitement détecté par une cellule photoconductrice au sulfure de plomb. Toutefois, le signal ainsi produit est faible, et la dérive d'un amplificateur à liaisons directes risque de déclencher l'alerte à tort. On peut tourner cette difficulté en utilisant un amplificateur à découpage, ou encore en hachant le rayonnement par un dispositif mécanique comme par exemple le disque à trous de la figure B-50.

Dans la méthode plus élégante exposée par W. E. OSBORNE (1), c'est le déplacement du sujet qui produit cette modulation. A cet effet, on a donné à la partie active de la cellule une forme cylindrique que l'on coiffe d'une cloche en matériau transparent aux infrarouges

Fig. G-9. — Détecteur d'intrus à infrarouge modulé par le déplacement de l'intrus.



de la longueur d'onde considérée. Cette cloche est recouverte d'une grille verticale gravée qui se comporte comme un modulateur optique (fig. G-9). En effet, avec une grille de 25 lignes au millimètre, un sujet se déplaçant à la vitesse de 30 cm/s à une distance de 3 m du détecteur provoque une modulation dont la fréquence est d'environ 6 Hz.

Ce signal est amplifié par un amplificateur à transistors, avec un étage Darlington à haute impédance (environ 100 k Ω) à l'entrée. L'amplificateur est stabilisé par une forte contre-réaction et commande un relais par l'intermédiaire d'un thyristor. Selon l'auteur, la portée de ce détecteur est de 20 à 25 m dans les conditions atmosphériques les plus défavorables (pluie, brouillard) qui affaiblissent considérablement le rayonnement.

(1) *Electronics*, août 1963, p. 26-27.

G. 7. — Détection des rayonnements ionisants

Les différentes techniques nucléaires impliquent un grave danger d'irradiation pour l'opérateur. Comme nos sens ne nous avertissent pas de ce danger, un détecteur de rayonnements ionisants est nécessaire pour les déceler. On trouve de nombreux détecteurs de ce type dans toutes les installations où l'on travaille avec des matériaux radioactifs ou des rayons X. Grâce à de fréquentes mesures du niveau des rayonnements et à des mesures de sécurité innombrables, les accidents sont plus rares dans les centrales atomiques et laboratoires nucléaires que dans les usines ordinaires.

Le capteur d'un détecteur de rayonnements ionisants est le tube (improprement appelé compteur) Geiger. C'est une enveloppe de verre remplie d'un mélange de gaz et contenant un cylindre métallique (la cathode) dans l'axe duquel est placée une électrode filiforme, l'anode (fig. G-10). A ces électrodes, on applique une tension continue élevée, de l'ordre de 1000 V, à travers une résistance R de valeur élevée.

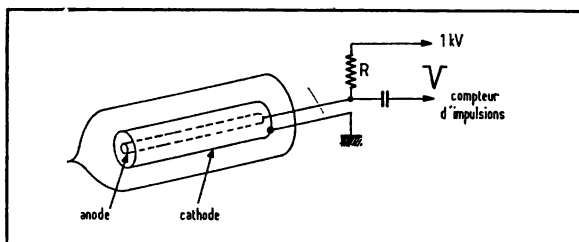


Fig. G-10. — Schéma et montage d'un tube Geiger.

Au repos, ce tube se comporte comme un thyatron désamorçé, sa résistance interne est pratiquement infinie. Il suffit qu'un corpuscule électrisé traverse la paroi pour que la gaz soit ionisé. La résistance interne du tube devient alors faible, et une chute de tension apparaît aux bornes de R. On peut la mettre en évidence par un amplificateur à haute impédance d'entrée.

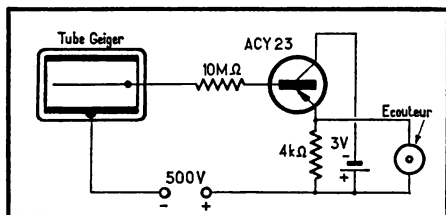


Fig. G-11. — Tube Geiger suivi d'un étage amplificateur pour l'écoute des clics.

Si l'enveloppe ne contenait que la gaz ionisable (argon par exemple), l'ionisation persisterait, et le tube ne pourrait détecter qu'un seul corpuscule, le premier. On introduit donc dans l'ampoule un deuxième gaz, du méthane par exemple, dont le but est d'étouffer l'ionisation le plus rapidement possible pour que le tube soit prêt à détecter le corpuscule suivant. Pratiquement, le tube est désamorçé en une fraction de milliseconde. Pendant cette durée, il est évidemment incapable de répondre à un nouveau corpuscule.

Dans ces conditions, chaque événement ionisant se répercute par une impulsion aux bornes de R, et les impulsions sont d'autant plus rapprochées que le niveau du rayonnement est plus élevé. On peut se faire une idée quantitative de ce niveau en écoutant dans un écouteur ou haut-parleur branché à la sortie de l'amplificateur les « clics » d'ionisation dont la fréquence augmente lorsque l'on se rapproche de la source radioactive (fig. G-11). L'amplitude des impulsions est constante, seule varie leur fréquence de récurrence.

Si l'écoute des « clics » donne un ordre de grandeur de la radioactivité, le comptage donne une évaluation quantitative. Les petits détecteurs portatifs comprennent habituellement un compteur analogique à charge et décharge d'un condensateur, comme le montage de la figure E-28. Le cadran du galvanomètre peut être directement étalonné en milliroentgen. Dans les installations de laboratoire où l'on effectue un comptage précis avec ou sans enregistrement, on se sert de compteurs binaires-décimaux d'événements par unité de temps (chapitre D. 15).



H — CONVERSION ET COMMANDE DE PUISSANCE ÉLECTRIQUE

Dans les sections précédentes, nous avons examiné essentiellement la production et la transformation de signaux faibles. Nous allons étudier maintenant la conversion d'énergie électrique en énergie électrique d'une autre nature par des redresseurs et convertisseurs, et en force motrice par des commandes de moteurs. Les redresseurs, convertisseurs et commandes de moteurs forment le dernier maillon de la plupart des systèmes de commande électronique utilisés dans l'industrie.

H. 1. — Types et branchements des redresseurs

Les redresseurs convertissent la tension alternative 50 Hz du réseau, source primaire d'énergie, en tension continue de grandeur adéquate pour le fonctionnement des montages électroniques, moteurs à courant continu, soudeuses, cuves électrolytiques et autres dispositifs consommateurs de courant continu. C'est là le dénominateur commun d'installations dont la puissance peut aller de quelques watts à des centaines de kilowatts, avec une gamme tout aussi large de tensions et d'intensités.

Naguère encore, abstraction faite de quelques redresseurs de faible puissance au sélénium et à l'oxyde de cuivre, on utilisait essentiellement des tubes à vide et à gaz (phanotrons) dans les alimentations et redresseurs de puissance. Actuellement, les redresseurs au germanium et au silicium remplacent les tubes dans des applications de plus en plus nombreuses. Les limites d'utilisation des redresseurs à l'état solide reculent constamment, on trouve déjà des éléments capables de redresser plus de 1000 A, et les tensions redressées dépassent 1000 V pour d'autres.

Comme le montre la comparaison des caractéristiques des différents dispositifs redresseurs (fig. C-108), le redresseur à l'état solide a une résistance interne bien inférieure à celle du tube, d'où une moindre chute de tension, un échauffement plus faible et un rendement meilleur, surtout aux basses tensions. De plus, on n'a pas besoin d'enroulement de chauffage (souvent délicat à isoler), et on économise la puissance de chauffage. Le redresseur semiconducteur est moins encombrant, plus robuste et plus fiable que le tube correspondant, sa durée de vie est pratiquement illimitée (contre 2000 h par exemple pour un tube). En revanche, le dispositif semiconducteur travaille souvent avec une marge de sécurité plus faible que le tube et peut être détruit par un transitoire de tension ou d'intensité excessif en moins d'une seconde si des mesures adéquates de protection ne sont pas prises. De plus, dans beaucoup d'applications, il est aujourd'hui encore plus coûteux que le tube correspondant ; mais cette situation peut changer.

Le redresseur monophasé à une alternance, le montage redresseur le plus simple, est représenté sur la figure H-1. La diode D (à vide ou semiconductrice) ne laisse passer le courant que pendant les alternances rendant l'anode positive par rapport à la cathode. La tension E

appliquée à la résistance de charge R a donc la forme d'une suite d'alternances positives séparées par des espaces de même durée ; ce n'est pas une tension continue, mais une tension unidirectionnelle pulsée. Si V est la tension alternative (en V_{eff}) appliquée au redresseur, la tension continue reçue par la charge résistive ou inductive est $E = 0,45 V$.

Si tout redresseur risque d'être endommagé par un débit excessif conduisant à un échauffement exagéré (et les dispositifs semiconducteurs supportent la chaleur moins bien que les tubes), il est menacé de claquage pendant l'alternance de non-conduction si la valeur de crête de la tension appliquée à ses bornes, la *tension inverse de crête* (T. I. C.) dépasse la valeur limite autorisée par le constructeur. Ici aussi, la marge de sécurité est plus faible pour le dispositif semiconducteur que pour le tube. Dans le cas de la charge résistive ou inductive sans condensateur à l'entrée, la T. I. C. est égale à $1,4 V$.

Fig. H-1. — Redresseur à une alternance à diode à vide et diode semiconductrice.

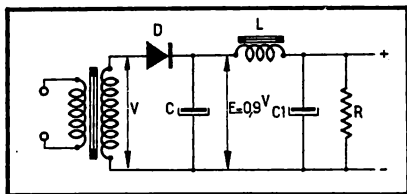
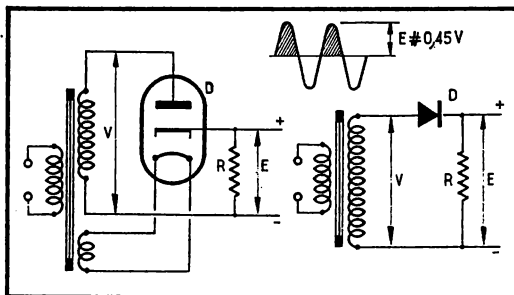
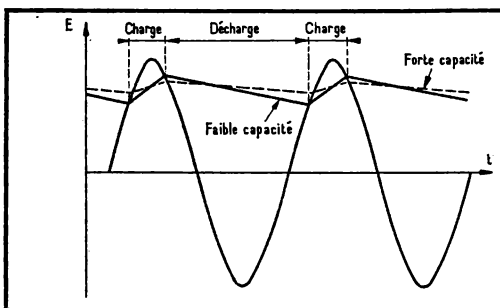


Fig. H-2. — Redresseur suivi d'une cellule de filtrage

Fig. H-3. — Tension triangulaire aux bornes du condensateur à l'entrée du filtre.



Si l'on branche un condensateur C de forte capacité à la sortie du redresseur (fig. H-2), il se charge pendant les alternances de conduction du redresseur et cède sa charge à R pendant l'autre alternance (fig. H-3). Le condensateur joue ainsi un rôle de volant, et la tension appliquée à R n'est plus pulsée, mais continue ondulée à la fréquence 50 Hz. Le « ronflement » est pratiquement éliminé par une cellule de filtrage $L C_1$. Avec condensateur en tête, la tension redressée est $E = 0,9 V$, et la T. I. C. est $2,8 V$.

Tout comme le volant le plus lourd assure la meilleure régulation de vitesse, un condensateur C de forte capacité réduit l'amplitude de l'ondulation de la tension redressée. Mais un

tel condensateur se décharge moins, la fraction de la période utilisée pour la charge diminue et, pour une même puissance consommée dans la charge, le redresseur doit débiter un courant plus important pendant un temps plus court (courbe en pointillés). Les constructeurs spécifient donc la capacité maximale de C admise pour une valeur donnée de V .

Les tubes redresseurs à gaz et à vapeur de mercure ne doivent pas être utilisés dans un montage redresseur à condensateur en tête, car avec leur faible résistance interne, le branchement sur un condensateur déchargé de forte capacité donnerait lieu à un courant de charge excessif détruisant le tube. Ces tubes sont donc toujours montés avec inductance en tête (fig. H-4). De plus, il importe de n'appliquer la tension à redresser que lorsque la cathode

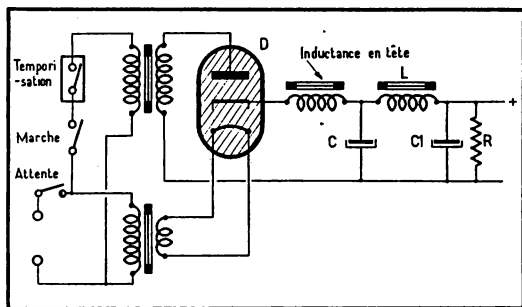
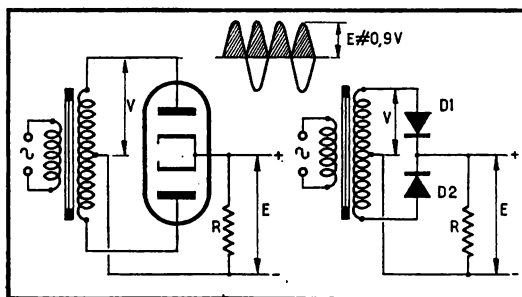


Fig. H-4. — Le redresseur à phanotron exige une inductance en tête.

Fig. H-5. — Redressement des deux alternances par valve biplaque ou deux diodes semiconductrices.

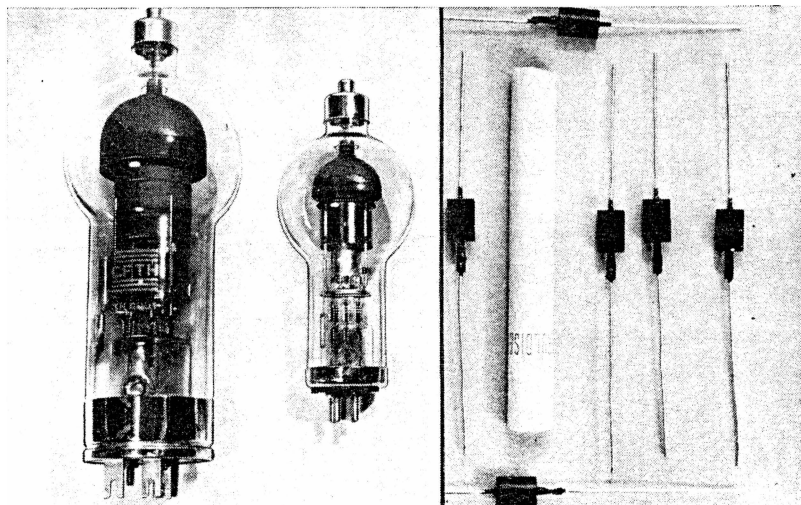


est déjà chaude, sous peine de destruction du tube. Un temporisateur effectue habituellement le branchement retardé.

Pour redresser les deux alternances de la tension alternative, le secondaire du transformateur est bobiné pour une tension totale $2V$ avec une prise médiane, et le redressement est effectué par un tube biplaque ou par deux redresseurs semiconducteurs (fig. H-5). Tout se passe alors comme si les alternances négatives étaient inversées, et la tension de sortie est une succession ininterrompue d'alternances positives. L'ondulation de cette tension est beaucoup plus faible qu'en redressement monoalternance, et la fréquence du ronflement est de 100 au lieu de 50 Hz. De ce fait, le même filtre est deux fois plus efficace. Comme les deux redresseurs fonctionnent à tour de rôle, chacun d'eux ne fournit que la moitié du courant débité dans la charge. La tension redressée est ici $E = 0,9V$, et la T. I. C. par redresseur est $2,8V$.

Le redresseur en pont redresse également les deux alternances ; il se contente d'un enroulement sans prise de tension V (donc comprenant moitié moins de spires que le montage bialternance), mais nécessite en revanche 4 redresseurs (fig. H-6). Dans le cas de l'emploi de tubes, il faut 3 enroulements de chauffage indépendants ; pour cette raison, le redresseur en pont utilise généralement des dispositifs semiconducteurs déjà assemblés par 4 sur un radiateur adéquat.

Dans le pont, les paires de diodes des branches opposées conduisent à tour de rôle : D_1 et D_2 , puis D_3 et D_4 . Les deux diodes d'une paire sont donc toujours en série, et la T. I. C.



Thyratrons (à gauche). Diodes à jonction type flangeless (à droite).
Réalisation C.F.T.H. et SESCO.

par diode est 1,4 V, soit la moitié de la T. I. C. du redresseur bialternance. On a cependant toujours $E = 0,9 V$. La tension ondulée à la sortie a la même forme.

Les montages doubleurs de tension sont utilisés pour obtenir une tension élevée sous un faible débit ; ils sont donc toujours à condensateur à l'entrée. Le doubleur de tension de la

Fig. H-6. — Redresseur en pont, 4 diodes.

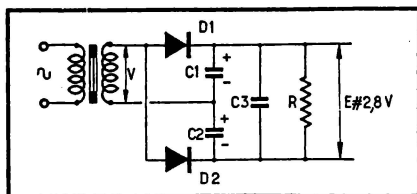
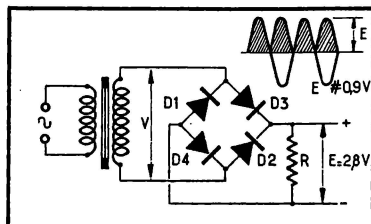


Fig. H-7. — Redresseur doubleur de tension.

figure H-7 redresse les deux alternances. La diode D_1 charge C_1 pendant une alternance, et D_2 charge C_2 pendant l'autre. Ces condensateurs étant montés en série, les charges accumulées s'ajoutent. En supposant un débit négligeable (valeur élevée de R), on a $E = 2,8V$. La T. I. C. par redresseur est également 2,8 V.

Ce montage exige un enroulement ayant ses deux extrémités isolées de la masse. Le doubleur de tension monoalternance de la figure H-8 a l'avantage d'une mise à la masse possible

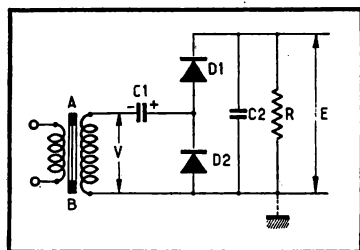


Fig. H-8. — Autre version du redresseur doubleur de tension.

d'un côté de l'enroulement et est de ce fait utilisable aussi dans les montages sans transformateur où il permet d'obtenir à vide 615 V continus à partir d'un réseau 220 V alternatifs. Pendant l'alternance rendant le point B positif par rapport à A, D_2 conduit et charge C_1 avec la polarité indiquée à 1,4 V. Pendant l'alternance suivante, D_1 voit donc C_1 chargé à 1,4 V en série avec l'enroulement dont la tension de crête, de même polarité, atteint 1,4 V aussi, et la tension totale appliquée à C_2 approche 2,8 V, en supposant toujours un débit négligeable. La T. I. C. est toujours de 2,8 V par diode.

Les équipements consommant une puissance élevée sont toujours alimentés en courant triphasé pour ne pas déséquilibrer le réseau. Un redresseur triphasé monoalternance utilise 3 phanotrons ou dispositifs semiconducteurs alimentés par un transformateur à couplage triangle-étoile (fig. H-9). La charge est branchée entre le point neutre de l'étoile et les cathodes

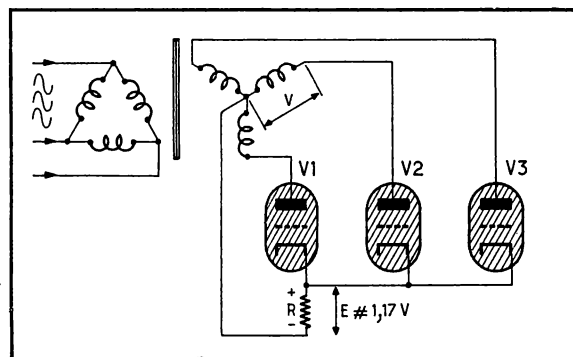


Fig. H-9. — Redresseur triphasé monoalternance à 3 phanotrons

des diodes. La conduction de chaque redresseur est décalée de $1/3$ de période par rapport au suivant, il y a donc chevauchement dans le travail de deux tubes voisins, et le ronflement de la tension redressée est particulièrement faible (fig. H-10). La fréquence relativement élevée (150 Hz) de ce ronflement facilite un filtrage éventuel. De plus, chaque tube n'a à redresser que le tiers de l'intensité totale. Avec ce montage, $E = 1,17$ V, et la T. I. C. par tube est 2,45 V.

Le redresseur triphasé en pont bialternance utilise 6 phanotrons ou dispositifs semiconducteurs, ces derniers étant livrables tout montés et câblés (fig. H-11). Dans ce montage, chaque redresseur de la rangée supérieure conduit simultanément avec l'un des deux redresseurs de la rangée inférieure qui ne lui sont pas directement opposés. Au cours d'une période, on a ainsi les 6 séquences de fonctionnement : V_1-V_6 , V_1-V_5 , V_3-V_5 , V_3-V_4 , V_2-V_4 et V_2-V_6 . Chaque tube conduit pendant $1/3$ de période, et tous les $1/6$ de période, un nouveau tube devient

conducteur. De ce fait, l'ondulation est ici encore plus faible, et la fréquence du ronflement est de 300 Hz (sur un réseau 50 Hz). La tension redressée est $E = 2,34 \text{ V}$, avec toujours une T. I. C. par élément de 2,45 V.

H. 2. — Redresseurs commandés

Le redresseur commandé permet de faire varier la puissance redressée entre de larges limites en ne consommant que la puissance correspondante, aux pertes près. Il est donc plus économique en fonctionnement qu'un redresseur simple dissipant sous forme de chaleur l'excès de puissance. La variation peut être parfaitement progressive, tandis que le transformateur à prises pour l'alimentation du redresseur sous différentes tensions ne permet qu'une variation par bonds.

Fig. H-10. — La tension redressée par un redresseur triphasé est peu ondulée.

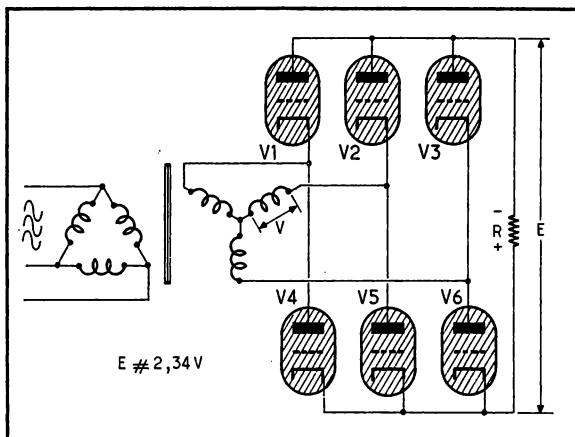
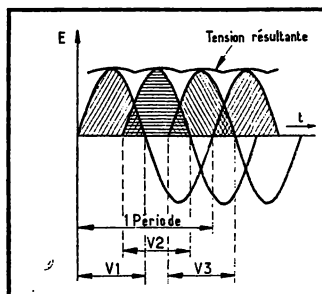


Fig. H-11. — Pont redresseur triphasé à 6 phanotrons.

Les redresseurs commandés utilisent pour le redressement des thyatron ou leur équivalent à l'état solide, le thyristor. On sait que le thyatron (chapitre C. 16) ne peut être conducteur en courant alternatif que pendant l'alternance rendant l'anode positive par rapport à la cathode, à condition qu'une polarisation suffisamment faible de la grille le permette. Le tube une fois amorcé, la grille perd toute action, et de toute manière le tube se désamorce à la fin de l'alternance.

En faisant varier l'angle de conduction du tube, c'est à dire la fraction de la période pendant laquelle il est conducteur, on peut donc faire varier la puissance redressée. En réalisant cette variation par une tension continue variable de polarisation (« commande verticale »), nous ne pouvons déplacer le point d'amorçage qu'entre le début A et le sommet B de l'alter-

nance positive, ce qui n'entraîne qu'une variation partielle de la puissance redressée (fig. H-12). On préfère donc déplacer le point d'amorçage par une tension alternative de phase variable appliquée à la grille (« commande horizontale »). Comme le montre la figure H-13, on peut

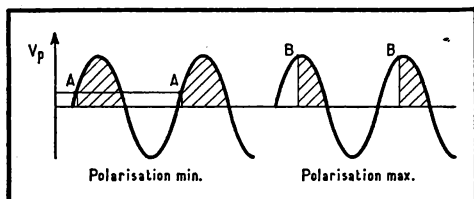
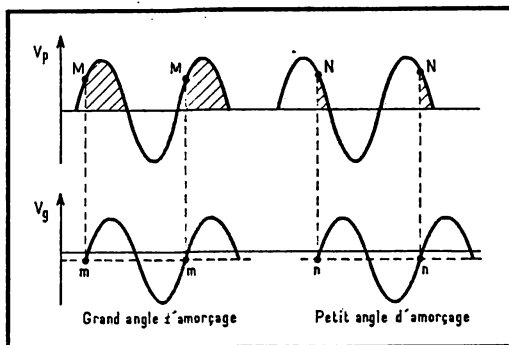


Fig. H-12. — L'angle de conduction d'un redresseur à commande verticale n'est variable que sur la moitié d'une alternance.

Fig. H-13. — La commande horizontale (par déphasage) permet de déplacer le point d'amorçage sur la presque totalité de l'alternance.



ainsi déplacer le point d'amorçage sur la presque totalité de l'alternance positive par un déphasage approprié de la tension grille.

La figure H-14 montre le schéma d'un tel redresseur commandé à deux alternances utili-

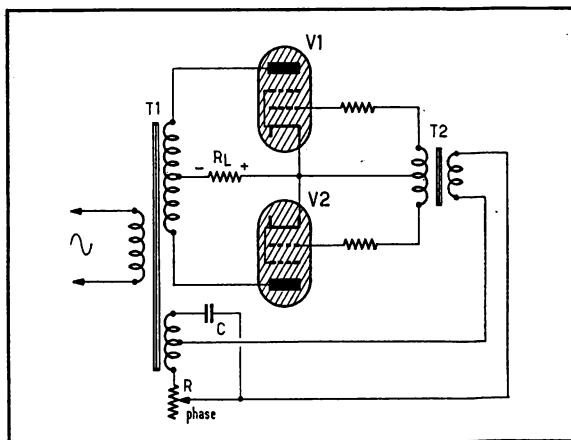


Fig. H-14. — Redresseur commandé à thyristors.

sant deux thyristors commandés en phase par le pont déphaseur formé par l'enroulement à prise médiane du transformateur T_1 , le condensateur C et la résistance variable R . La tension déphasée est appliquée en opposition de phase aux grilles de V_1 et V_2 par le transformateur T_2 . Les oscillogrammes des figures H-15 à 18 montrent bien l'écourtage progressif

de l'angle de conduction du thyatron réduisant à la fin la puissance redressée à presque rien. (La sinusoïde superposée représente la tension sur la plaque de V_1 .)

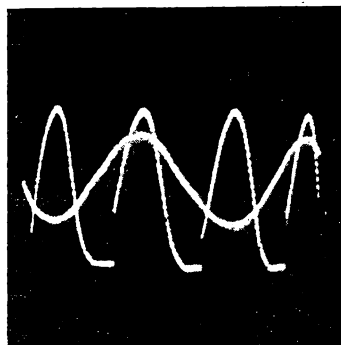


Figure H-15

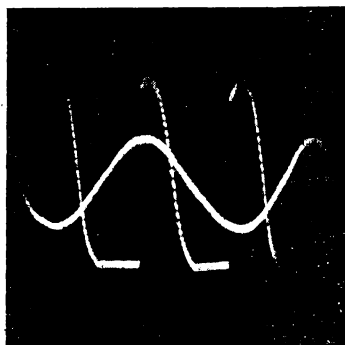


Figure H-16

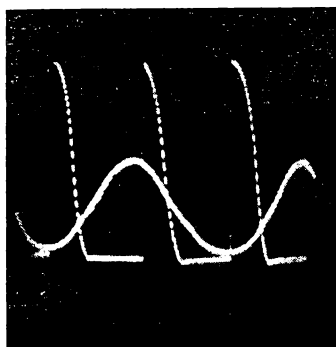


Figure H-17

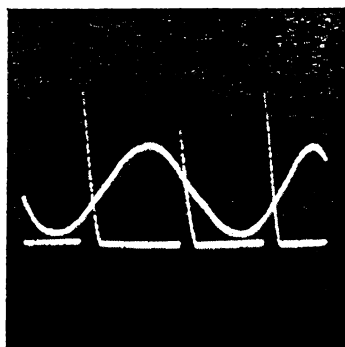


Figure H-18

*Oscillogrammes de fonctionnement du redressement
commandé pour des angles d'amorçage différents.*

Comme les phanotrons, les thyatrons utilisés comme redresseurs doivent débiter dans un filtre à inductance en tête. Ce filtre convertit les pulsations de durée variable en une tension continue dont la valeur est fonction de l'angle de conduction des thyatrons.

Pour l'amorçage à un instant précis d'un thyatron, une impulsion brève est préférable à une onde sinusoïdale dont les variations sont comparativement lentes. Aussi utilise-t-on pour T_2 de préférence un transformateur producteur d'impulsions (*peaking transformer*) comprenant un circuit magnétique à saturation rapide. La figure H-19 montre comment au courant sinusoïdal primaire correspond un flux magnétique Φ écrêté par la saturation. Aux paliers de la courbe de Φ correspond évidemment une tension secondaire nulle (le flux ne varie pas). En revanche, au changement de signe du flux correspond une impulsion brève de tension induite qui convient bien au déclenchement d'un thyatron.

Depuis quelques années, le thyatron est de plus en plus remplacé dans les redresseurs commandés, surtout aux basses tensions et fortes intensités, par son équivalent à l'état solide, le *thyristor* avec qui nous avons déjà fait connaissance au chapitre C. 18. Comme la technique

des montages semiconducteurs est très riche, il existe un certain nombre de variantes dans l'utilisation des thyristors comme redresseurs commandés.

Un montage très simple de redresseur monoalternance à commande par pont de phase

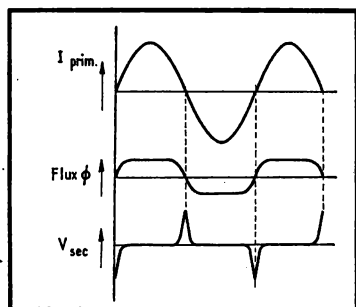


Fig. H-19. — Les formes d'ondes d'un transformateur d'impulsions.

est représenté sur la figure H-20. L'angle de conduction du thyristor S C R peut être déplacé le long de l'alternance de conduction par la résistance variable R qui forme avec C et le secondaire à prise médiane le pont de phase. La charge R_L est donc parcourue par un courant pulsé à partir d'un point réglable et jusqu'à la fin de l'alternance de conduction. La diode D court-circuite le signal de commande pendant l'alternance négative, et la diode Zener $D Z$

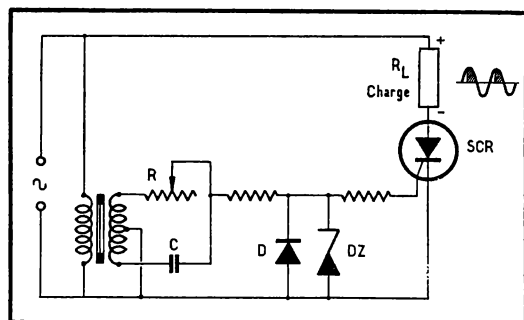


Fig. H-20. — Redresseur commandé monoalternance à thyristor à commande de phase.

limite l'amplitude du signal pendant l'alternance de conduction. Ce montage peut servir à l'alimentation à vitesse variable sur secteur de petits moteurs série.

Dans le redresseur bialternance à commande de phase de la figure H-21, les redresseurs D_1 et D_2 sont montés en pont avec les thyristors $S C R_1$ et $S C R_2$ qui gouvernent le passage du courant dans la charge R_L . Ici, D_1 et $S C R_2$ conduisent pendant une alternance, et D_2 et $S C R_1$ pendant l'autre. Le même pont de phase $R C$ commande les deux thyristors, les diodes D_3 et D_4 court-circuitent le signal pendant l'alternance de non-conduction du $S C R$ correspondant. Pour un fonctionnement sûr, la valeur de crête de la tension de commande V_c doit être supérieure à 25 V.

Si l'amorçage du thyristor par tension sinusoïdale déphasée est parfaitement utilisable, la commande par impulsions est toujours plus précise et plus souple, comme dans le cas du thyatron. La diode à double base (unijonction transistor U J T, chapitre C. 19) est le dispositif idéal pour commander un $S C R$. La figure H-22 montre le schéma d'un redresseur bialternance à deux thyristors $S C R_1$ et $S C R_2$ commandés par une seule diode à double base U J T. Les diodes D_1 et D_2 redressent les deux alternances pour l'alimentation de l'U J T. (Si la tension du secondaire est inférieure à 100 V_{eff}, un enroulement séparé doit être utilisé pour assurer l'alimentation de l'U J T sous une tension suffisante.) La diode Zener $D Z$,

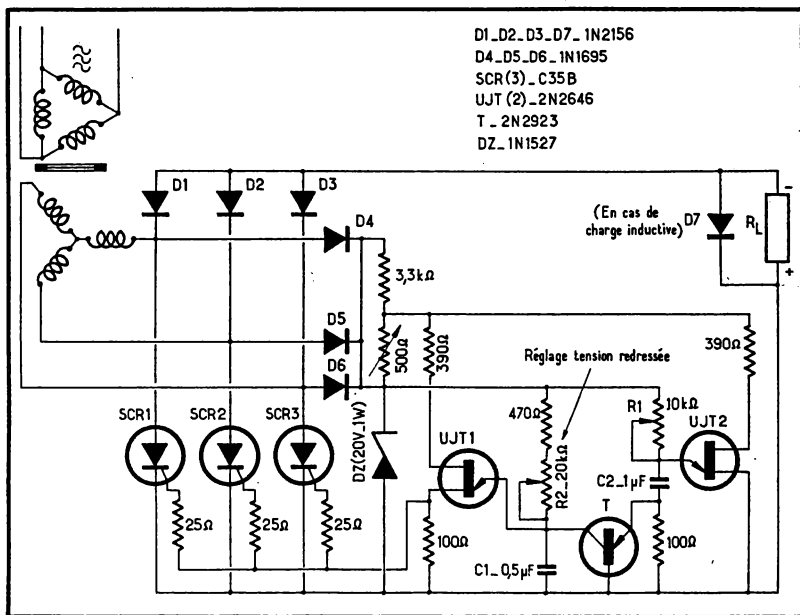


Fig. H-23. — Redresseur triphasé en pont déclenché par diode à double base.

nécessaire.) Les diodes D_4 à D_6 redressent la tension d'alimentation du générateur de signal de commande qu'écrète la diode Zener DZ , et le signal amorçant les SCR est produit par UJT_1 comme nous l'avons vu plus haut. Reste à expliquer la fonction de l' UJT_2 et du transistor T .

En courant triphasé, l'angle d'allumage doit être variable entre 0 et 120°, ce qui couvre donc un tiers de période. En dépassant 120°, on amorce le S C R de la phase suivante au début de son alternance de conduction, et la tension redressée saute brusquement à sa valeur maximale. U J T₂ et T évitent cet inconvénient. U J T₂ est un relaxateur indépendant de U J T₁, mais alimenté par la même tension écrêtée ; la temporisation des deux commence donc au même instant. La résistance R₂ est ajustée pour que U J T₂ ait un angle d'amorçage légèrement inférieur à 120°. Si maintenant l'amorçage de U J T₁ était retardé de plus de 120°, U J T₂ s'amorcerait et déchargerait C₂ à travers la jonction émetteur-base de T. Le transistor ainsi saturé déchargerait le condensateur C₁ de l'U J T₁. Il n'y aurait donc pas d'impulsion sur les électrodes de commande des S C R, et pas de redressement.

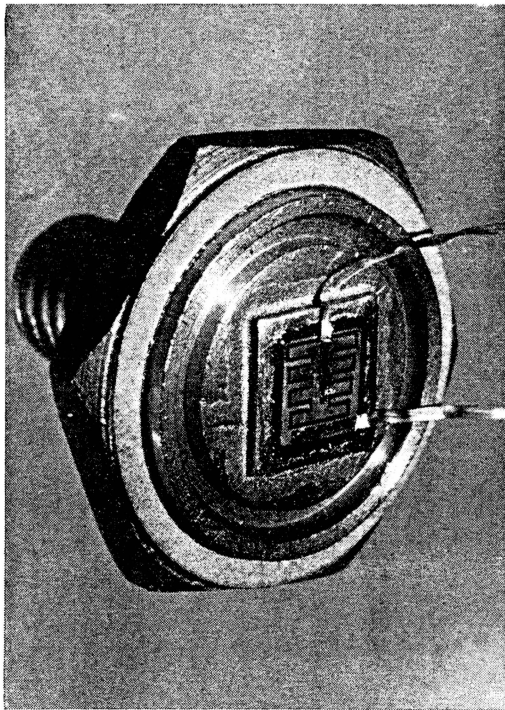
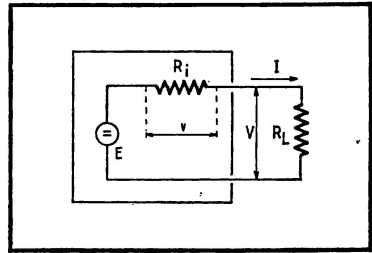
Dans tous ces montages, la résistance variable déterminant l'angle de conduction peut être remplacée par un transistor commandé par un signal, ou encore par un capteur adéquat.

H. 3. — Alimentations stabilisées

Pour qu'un équipement fonctionne toujours dans les mêmes conditions, il est nécessaire que ses tensions d'alimentation ne varient pas. Une alimentation stabilisée fournit une tension constante, indépendamment des fluctuations en aval (débit, charge) et en amont (secteur). Si la nécessité d'une compensation des variations de la tension du réseau est évidente, celle des variations de charge mérite quelques réflexions.

Une source de tension peut être représentée par un générateur à résistance interne nulle en série avec une résistance R_i représentant sa résistance interne (fig. H-24). Si la f. e. m.

Fig. H-24. — La résistance interne R_i d'une alimentation est en série avec la source.



Vue ouverte d'un transistor de puissance 100 W. Boîtier MT-18
(Vue fortement grossie.)

de la source est E , la tension V aux bornes d'une charge R_L est $V = E - R_i I$, I étant le courant débité dans R_L . Pour rendre V indépendante des variations de charge, il faut que la chute de tension interne de la source $v = R_i I$ soit négligeable, autrement dit, que R_i soit pratiquement nul. En fait, le R_i d'une alimentation stabilisée est compris entre une fraction d'ohm et quelques ohms. De ce fait, le couplage indésirable de plusieurs étages d'amplification par la résistance interne de l'alimentation commune est réduit au minimum, et les accrochages sont évités.

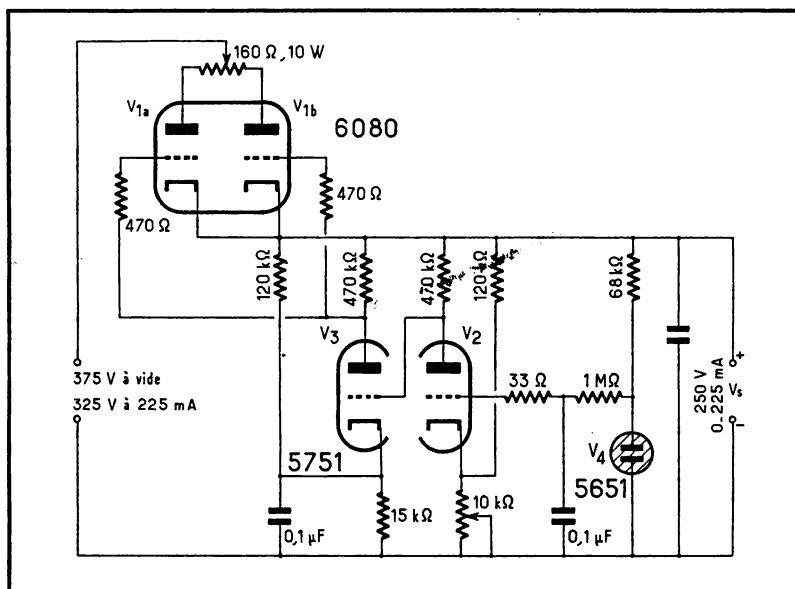


Fig. H-25. — Schéma d'une alimentation stabilisée de précision.

À côté des alimentations à tension constante, on utilise aussi des sources à intensité constante. C'est alors l'intensité, et non pas la tension, qui doit être indépendante des fluctuations de R_L . Il est facile de voir que cela conduit à $R_1 \gg R_L$, ce qui peut être obtenu par une résistance série de valeur élevée ou encore par des moyens électroniques.

Le principe de fonctionnement d'une alimentation à tension constante ressort de la figure A-9. Le tube V_1 sert de résistance série variable, sa résistance interne est commandée par la grille pour maintenir V constante, en dépit des fluctuations en amont et en aval. À cet effet, le tube V_2 reçoit une fraction de V sur la grille et la compare à la tension de référence produite par le tube au néon V_3 monté dans sa cathode. Le signal d'erreur amplifié est transmis de la plaque de V_2 à la grille de V_1 par liaison directe. (Nous avons cité ce montage comme exemple d'un système électronique à boucle fermée.)

Pour obtenir un R_1 très faible, cette alimentation doit avoir un amplificateur de tension d'erreur ayant un gain élevé. Dans l'alimentation stabilisée de la figure H-25 (due à R C A), ce résultat est obtenu par deux étages triode V_2 , V_3 montés en cascade et donnant un gain supérieur à 1000. Dans ces conditions, on obtient une résistance interne voisine de 1Ω . À 250 V, la tension de sortie varie de moins de 0,2 V lorsque le débit passe de 0 à 225 mA, et elle varie de moins de 0,1 V pour une fluctuation de la tension du réseau de $\pm 10\%$.

Les alimentations basse tension (6 à 30 V, débit maximal 50 mA à plusieurs ampères) sont réalisées avec des transistors en utilisant le même principe. (Elles ne pourraient d'ailleurs pas être réalisées économiquement avec des tubes.) La diode Zener remplace alors le tube au néon comme source de tension de référence, et le transistor de puissance le tube régulateur série à grand débit. Des innombrables montages proposés (1), contentons-nous de citer ici un schéma d'alimentation à tension constante 15 à 25 V, 0 à 60 mA indiqué par la S E S C O (fig. H-26). T_1 est le transistor régulateur série, T_2 reçoit une fraction de la tension de sortie et l'applique par le couplage par les émetteurs à T_2 dont la base est branchée sur la diode

(1) Une étude approfondie des alimentations à transistors est publiée par H. SCHREIBER dans *Le Transistor au Laboratoire et dans l'Industrie*, Éditions Radio, 1964.

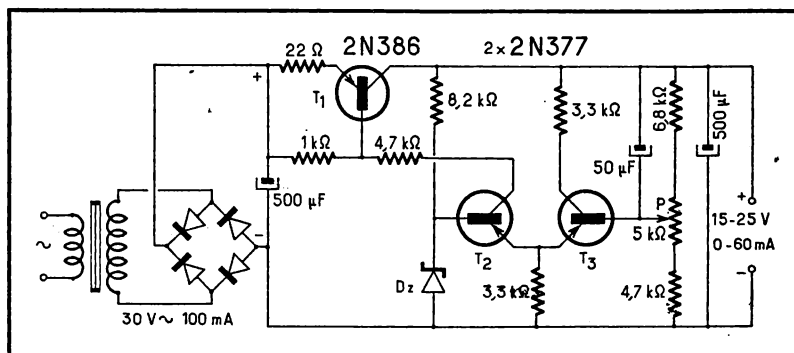


Fig. H-26. — Alimentation stabilisée à transistors à débit moyen.

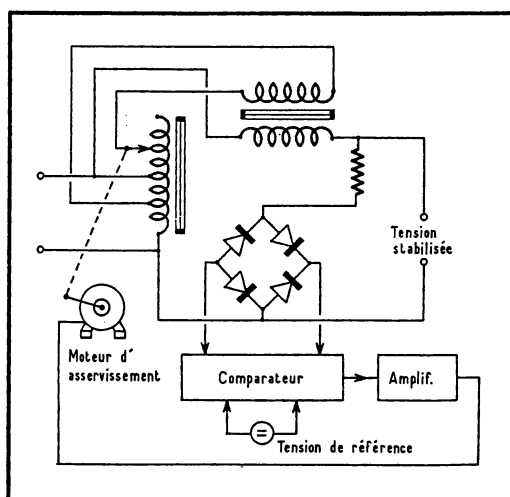
Zener D Z. T_2 agit donc comme comparateur des tensions et commande en conséquence la base de T_1 . Cette alimentation a une résistance interne de 0,2 Ω .

Lorsqu'une telle alimentation est réglée sur une tension faible pour débiter une intensité élevée, le transistor série dissipe une puissance considérable, ce qui conduit à choisir un modèle de puissance normalement supérieure au besoin monté sur un grand radiateur pour son refroidissement. Une méthode plus élégante consiste à commander le transistor régulateur par des impulsions produites par un oscillateur asservi à une tension de référence. Ainsi, le transistor fournit juste le débit nécessaire pour maintenir la tension de sortie au niveau désiré. Des exemples d'emploi de cette technique sont décrits dans l'ouvrage cité plus haut.

H. 4. — Stabilisation de la tension du réseau

Dans le cas des réseaux présentant des fluctuations accentuées de tension, il peut être nécessaire (et il n'est jamais mauvais) de stabiliser la tension d'alimentation des différents

Fig. H-27. — Régulation automatique de tensions alternatives par autotransformateur asservi.



appareils. Une telle stabilisation ne réduit, bien entendu, que les fluctuations *en amont*. Dans les installations importantes (plusieurs kilowatts), on utilise parfois un autotransformateur

teur T_2 dont le primaire est branché sur la sortie. Cette diode fonctionne en régime saturé, sa résistance interne est donc directement fonction de la tension de chauffage V_f et indépendante de la tension anodique. Cette diode est montée en pont de Wheatstone avec les résistances R_1 , R_2 et R_3 , et le pont est alimenté par une tension redressée fournie par L_2 . Lorsque V_g augmente, V_f augmente aussi, et la résistance interne de la diode diminue. La grille du tube V_2 devient plus négative, son courant plaque I_p diminue et réduit la saturation de L_B , ce qui fait baisser V_g .

Pour éliminer les variations de V_g en fonction du débit, le transformateur T_3 recueille sur r une chute de tension fonction du courant dans la charge et l'applique aussi au filament de la diode. Dans ces conditions, on obtient une stabilité de $\pm 0,1\%$ de la tension de sortie avec des fluctuations de $\pm 15\%$ à l'entrée, et la stabilité en fonction des variations de charge est de $\pm 0,1\%$ aussi.

H. 5. — Convertisseurs de tension continues

Il est facile de convertir une tension alternative en une autre tension alternative par un transformateur, et en une tension continue par redressement. La conversion est beaucoup moins commode si la tension de départ est continue, que ce soit pour obtenir une autre tension continue ou une tension alternative. Il n'y a pas longtemps, le seul « transformateur à courant continu » pratiquement utilisé était la commutatrice, un moteur-générateur à induit unique et deux collecteurs. Comme toute machine tournante, la commutatrice s'use et demande de l'entretien, ne serait-ce que des balais et des paliers. Aujourd'hui, tous les convertisseurs utilisent des dispositifs semiconducteurs, et leur fiabilité est élevée. Ils sont principalement utilisés dans les équipements mobiles alimentés par batteries ou accumulateurs.

Les convertisseurs continu-alternatif sont aussi appelés *onduleurs*. En redressant la tension alternative de sortie, on obtient un convertisseur continu-continu ; la fréquence de fonctionnement est alors indifférente. Elle ne l'est pas dans le cas d'un onduleur destiné à alimenter un montage dans des conditions bien déterminées.

Tout oscillateur L C à transistor(s) peut être considéré comme un onduleur et, après redressement de sa tension de sortie, comme un convertisseur continu-continu. Mais en ondes sinusoïdales, le rendement de conversion sera faible, et le transistor, mal utilisé, ne produira qu'une puissance utilisable réduite. En employant le transistor comme commutateur (chapitre C. 8), on obtient des rendements supérieurs à 70%. En effet, un transistor bloqué a un courant résiduel très faible, et à l'état saturé, sa résistance est très faible, de l'ordre de 1 Ω .

Le transformateur utilisé dans les convertisseurs a une caractéristique d'hystérésis rectangulaire (Ferroxcube), essentielle pour la commutation ; il faut en effet que le transistor bascule le plus rapidement possible de l'état bloqué à l'état saturé et inversement. Cette commutation peut être obtenue par saturation du circuit magnétique ou par le courant base provenant d'un enroulement couplé. La fréquence de fonctionnement la plus favorable se situe entre 1 et 5 kHz. Pour des puissances redressées inférieures à 5, et même 10 W, on utilise des montages à un seul transistor ; pour des puissances plus grandes, le push-pull à deux transistors est préférable. Il offre aussi une impédance de sortie relativement faible.

La figure H-29 montre le schéma (SESCO) d'un convertisseur 24/100 V continus, débit maximal 400 mA, ce qui fait 40 W. Les deux transistors sont montés en push-pull, les bases sont attaquées également en push-pull par un enroulement de couplage. Le transformateur est bobiné sur un circuit Ferroxcube E/41/22/9/3 A (*Coprim*), les nombres de spires sont indiqués. La tension du secondaire est redressée par un pont de quatre diodes.

Comme le convertisseur fonctionne en régime de commutation, le thyristor peut remplacer avantageusement le transistor comme dispositif commutateur, et la puissance utile peut alors atteindre des kilowatts. Mais même aux puissances de l'ordre de 100 W, le rendement du convertisseur à thyristors atteint 90%.

Le thyristor de commutation étant alimenté en courant continu, des dispositions doivent être prises pour le désamorcer pour mettre fin à son cycle de travail. Ce désamorçage peut être obtenu par un circuit résonnant L C ou par commutation extérieure. Dans l'onduleur

de la figure H-30, on a utilisé la première solution. (En redressant la tension alternative de sortie, on obtient un convertisseur continu-continu à rendement élevé.)

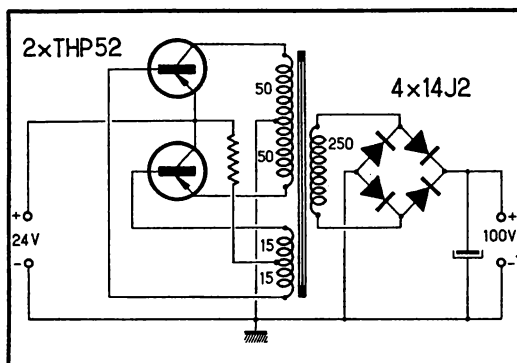


Fig. H-30. — Onduleur à thyristors en push-pull.

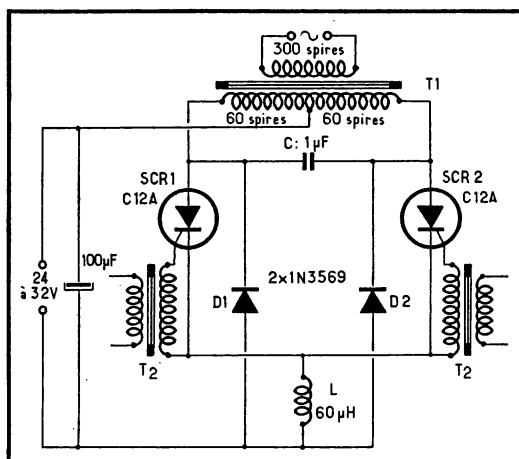


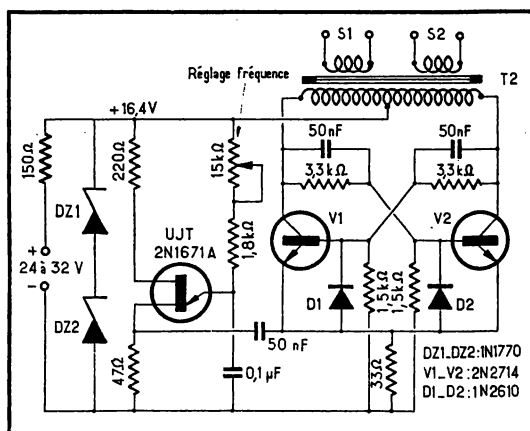
Fig. H-29. — Convertisseur de tensions continues à transistors.

Supposons pour commencer que le thyristor SCR_1 soit conducteur, SCR_2 étant bloqué. Le courant d'alimentation traverse alors la moitié gauche du secondaire du transformateur de sortie T_1 . Par effet d'autotransformateur, une tension d'environ 2 E apparaît sur l'anode de SCR_2 et aux bornes du condensateur C. Lorsque l'impulsion de déclenchement suivante est appliquée à l'électrode de commande de SCR_2 , ce dernier s'amorce et porte momentanément le sommet de l'inductance de commutation L au potentiel 2 E. SCR_1 reçoit ainsi une forte polarisation inverse qui le désamorce. Ce thyristor étant maintenant à l'état bloqué, l'impulsion de commande suivante peut l'amorcer, en bloquant simultanément SCR_2 .

Ce montage a l'inconvénient de mal tolérer les charges purement inductives et d'appliquer des surtensions élevées aux SCR en fonctionnement à vide et à faible charge. L'adjonction des diodes D_1 et D_2 (due à McMurray et Bedford de la *General Electric*) procure une tension rectangulaire de sortie et réduit les transitoires, permettant ainsi de choisir des SCR prévus pour une tension de crête plus faible, moins coûteux. La décharge de C à travers L est en effet oscillatoire. Si l'anode de SCR_2 par exemple devient négative, D_2 devient conductrice, ce qui se produit à la fin de l'intervalle de conduction de SCR_1 . L'énergie emmagasinée dans L est alors dissipée dans le sens direct par D_2 , SCR_2 et la résistance ohmique de L.

Pour la commande de ce convertisseur, la *General Electric* recommande le montage déclencheur de la figure H-31. Les transistors V_1 et V_2 forment un multivibrateur hybride

Fig. H-31. — Déclencheur à diode à double base pour l'onduleur précédent.



appliquant une onde approximativement rectangulaire au primaire du transformateur T_2 dont les secondaires S_1 et S_2 sont branchés sur l'électrode de déclenchement des S.C.R. Ce multivibrateur fonctionne en relaxations libres sur 100 Hz environ, il est synchronisé par les impulsions engendrées par une diode à double base UJT et appliquées à une résistance commune aux deux émetteurs. Par une résistance variable R , la fréquence de synchronisation est variable entre 400 et 2500 Hz, et le multivibrateur suit. Les diodes D_1 et D_2 empêchent l'application d'une tension excessive aux jonctions émetteur-base lorsque le transistor correspondant est bloqué. La tension d'alimentation de ce montage est stabilisée par deux diodes Zener DZ_1 et DZ_2 montées en série.

Les thyristors se prêtent bien à la réalisation de convertisseurs continu-triphasé. La figure H-32 montre un onduleur demi-alternance triphasé à trois S C R, et le montage en

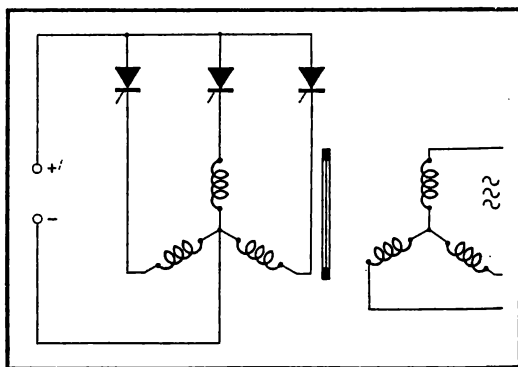


Fig. H-32. — Onduleur triphasé mono-alternance

pont triphasé bialternance de la figure H-33 demande six S C R. Pour simplifier les schémas, nous n'avons pas représenté les circuits de déclenchement.

H. 6. — L'ignitron

Aux intensités élevées dépassant les possibilités des thyatrones et thyristors, on utilise des ignitrons qui sont des redresseurs commandés à cathode froide constituée par une masse de mercure liquide. Un ignitron est contenu dans une chemise en acier dans laquelle circule

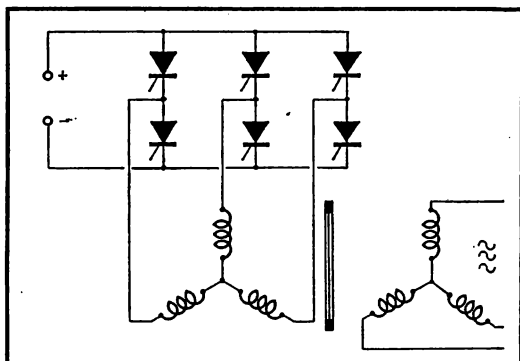


Fig. H-33. — Onduleur triphasé en pont.

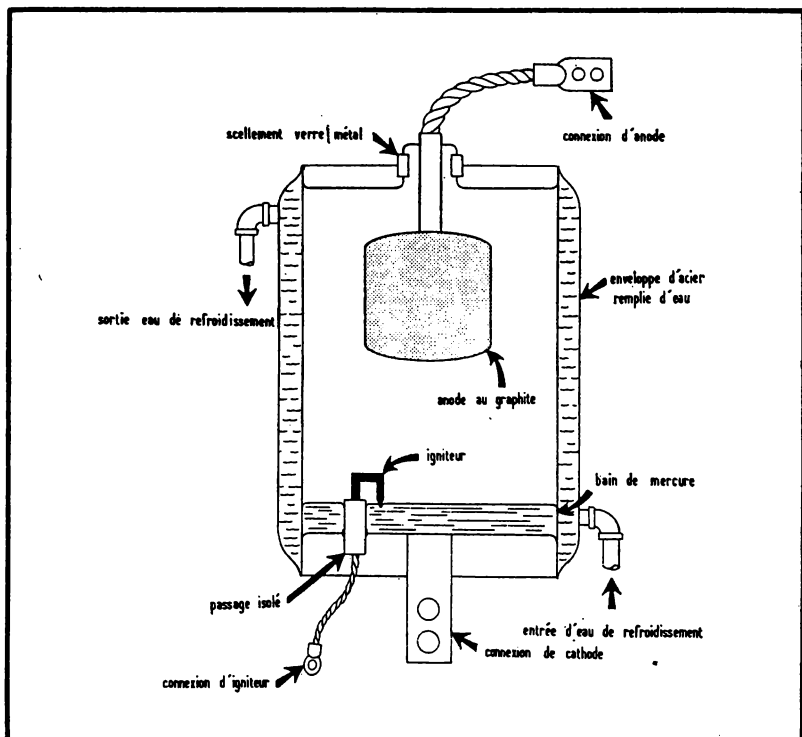


Fig. H-34. — Coupe d'un ignitron.

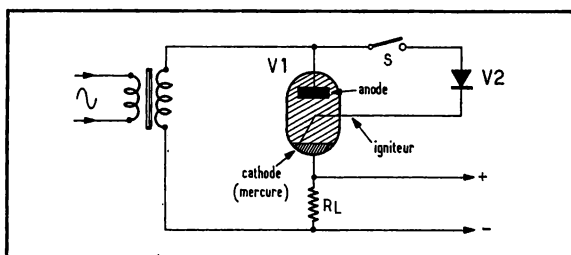
l'eau de refroidissement. (Malgré un rendement élevé, les pertes représentent aux grandes puissances une dissipation de chaleur notable.) Dans cette enveloppe d'acier se trouvent une anode en graphite, un bain de mercure et une pointe conique en carbure de bore, l'*igniteur*, plongeant légèrement dans le bain de mercure (fig. H-34). Comme une paire d'ignitrons peut commuter de 50 à 10 000 A, les connexions d'anode et de cathode sont de forte section. Le débit de l'igniteur est comparativement faible.

Comme un tube thermoïonique, un ignitron ne peut s'amorcer que lorsque son anode est positive par rapport à sa cathode, ce qui est le cas durant les alternances positives. Pour amorcer la décharge, on relie l'igniteur à un potentiel positif, à l'anode par exemple. Comme le contact entre le carbure de bore de l'igniteur et le mercure qui ne le mouille pas présente une résistance relativement élevée (quelques centaines d'ohms), un arc minuscule s'amorce entre ces électrodes et libère une quantité suffisante d'électrons du mercure pour ioniser immédiatement l'espace cathode-anode et amorcer la décharge principale. Le tube cesse d'être conducteur à la fin de l'alternance positive pour se réamorcer au début de la suivante. Pendant quelques microsecondes, l'igniteur est traversé par une intensité élevée (environ 40 A), mais dès l'amorçage, l'anode assure tout le débit, et le courant d'igniteur devient négligeable. Comme dans le cas du thyatron, l'électrode de commande (l'igniteur) n'a plus d'action dès l'amorçage du tube.

Comme le débit élevé évapore une quantité considérable de mercure et augmente ainsi la pression de vapeur, les ignitrons sont généralement pourvus d'un dispositif de protection qui déconnecte le tube en cas d'arrêt de la circulation d'eau de refroidissement, évitant ainsi la destruction du tube. Il existe aussi des économiseurs d'eau à commande thermostatique qui coupent l'eau lorsque le tube est froid, pendant les temps d'attente.

Nous avons déjà examiné au chapitre F. 5 l'emploi d'ignitrons dans le soudage par résistance. La figure H-35 donne le schéma d'un simple redresseur ou commutateur de

Fig. H-35. — Ignitron utilisé comme redresseur commandé monoalternance ou commutateur de puissance.



puissance monoalternance à un seul ignitron. Lorsque l'interrupteur de fonctionnement S est fermé, un courant passe durant les alternances positives de l'anode à l'igniteur à travers la diode V_2 et amorce le tube. Pendant l'alternance négative qui suit, la diode empêche le courant de passer inutilement dans l'igniteur et de l'endommager. Le redressement cesse dès l'ouverture de S.

Dans le redresseur monoalternance à ignitron de la figure H-36, la diode est remplacée par un thyatron V_2 dont l'angle d'amorçage est rendu variable par le pont de phase se composant de la résistance fixe R, de l'inductance saturable L_s remplaçant le condensateur utilisé dans d'autres montages et du secondaire à prise médiane du transformateur. En faisant passer un courant continu dans l'enroulement de commande de L_s , on fait varier l'inductance et le déphasage de la tension grille du thyatron et on avance ou retarde son amorçage, et de ce fait celui de l'ignitron, au cours de l'alternance positive. Pendant l'alternance négative, le thyatron est bloqué et protège ainsi l'igniteur tout comme la diode.

On obtient un redresseur triphasé commandé à grande puissance en remplaçant les trois phanotrons de la figure H-9 par des ignitrons pourvus chacun d'un thyatron de commande

(fig. H-37). Les tensions de commande de phase sont alors obtenues par un autre secondaire triphasé connecté en étoile. Les trois enroulements de commande des inductances saturables sont branchés en série sur un amplificateur électronique ou magnétique, si la tension redressée est asservie à une variable quelconque.

H. 7. — Commande de puissance par ignitrons

Les ignitrons sont largement utilisés pour fournir une puissance préréglée et minutée avec précision, notamment dans les soudeuses par résistance examinées au chapitre F. 5. Le contacteur de soudage de la figure F-12 comprend deux ignitrons V_1 et V_2 connectés

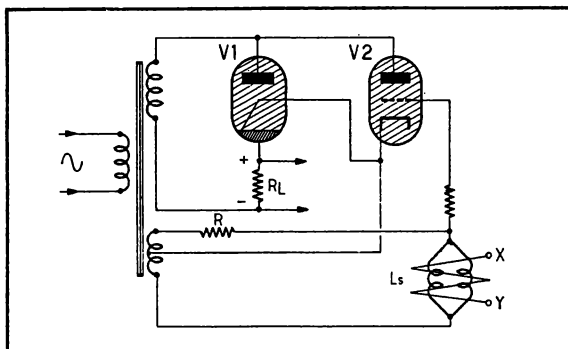


Fig. H-36. — Commande d'un ignitron par thyristor à commande horizontale.

en parallèle tête-bêche pour alimenter le transformateur de soudage aux deux alternances. Les thyristors V_3 et V_4 qui déclenchent la décharge des ignitrons reçoivent des tensions déphasées déterminant l'angle d'allumage de la boîte libellée « commande de soudage ». La commande synchrone de soudage à thyristors de la figure F-15 peut être équipée d'ignitrons accouplés chacun avec un thyristor de commande.

Une paire d'ignitrons connectés tête-bêche dans un contacteur de soudage peut être conçue pour s'amorcer sans thyristor comme le redresseur commandé de la figure H-35. Considérons le montage de la figure H-38 pendant l'alternance rendant le point A positif par rapport à B. V_2 est en mesure de conduire, le courant d'igniteur peut passer par les diodes V_4 et V_6 , à condition toutefois que le contact S_1 du temporisateur et l'interrupteur de manque d'eau S_2 (normalement fermé) soient tous les deux fermés. En interrompant cette connexion, le circuit igniteur est coupé, et le tube cesse de fonctionner à la fin de l'alternance. A l'alternance suivante, en supposant toujours S_1 et S_2 fermés, V_2 reste éteint, mais l'igniteur de V_1 est alimenté par les diodes V_3 et V_5 et amorce le tube.

Un tel contacteur peut être commandé par un compteur préréglable pour fonctionner pendant un nombre voulu de périodes ou d'alternances. Le cycle de travail est ici fixe et comprend toujours toute l'alternance, par opposition à la commande par thyristors à angle d'amorçage variable par déphasage.

H. 8. — Inductances saturables

Une inductance à fer oppose au passage du courant alternatif une réactance $L\omega$ bien supérieure à sa résistance ohmique due au fait que le courant doit à chaque alternance créer

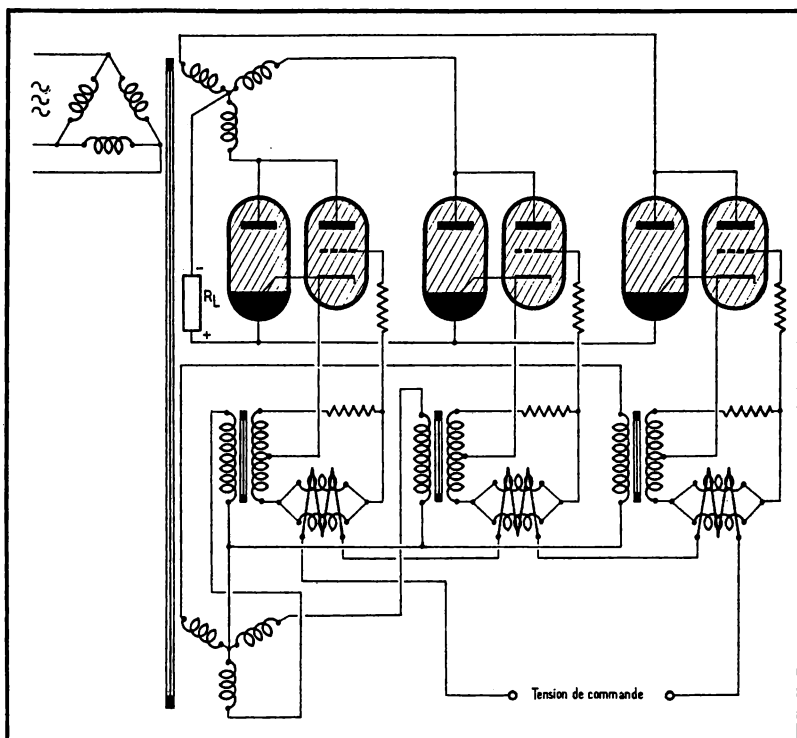
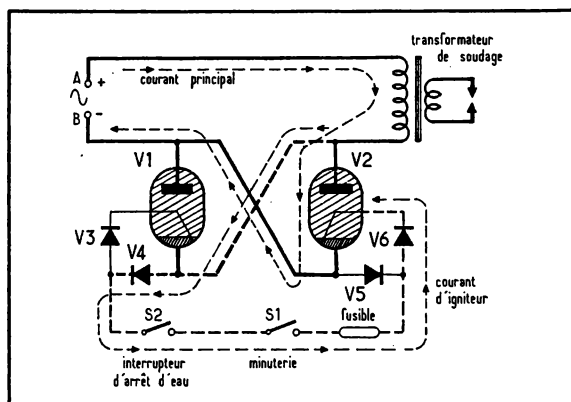


Fig. H-37. — Redresseur commandé à grande puissance à ignitrons.

Fig. H-38. — Contacteur pour ignitrons connectés tête-bêche pour charges à courant alternatif.



un flux de polarité inversée dans le circuit magnétique. En plaçant en série avec une charge R_L une inductance L_1 , on introduit une chute de tension V_L aux bornes de L_1 qui réduit la

tension V_R aux bornes de la charge, (fig. H-39). La résistance ohmique de L_1 étant généralement négligeable devant $L_1 \omega$, la puissance dissipée en chaleur est minime. En raison du déphasage, V_L et V_R se composent vectoriellement, et leur somme dépasse la tension d'alimentation V .

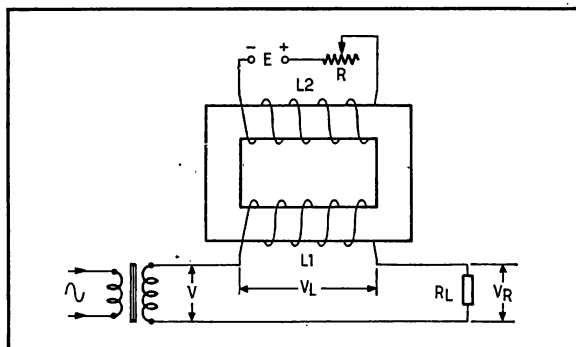


Fig. H-39. — Montage de base d'une inductance saturable.

En envoyant dans un autre enroulement L_2 du même circuit magnétique un courant continu réglable par la résistance variable R , on sature plus ou moins les tôles. Le courant alternatif passant par L_1 n'a plus à aimanter le circuit pendant une alternance et passe donc plus facilement, l'inductance apparente de l'enroulement série étant beaucoup plus faible. Si l'appareil est bien conçu, on peut donc faire varier un courant relativement important dans la charge entre de larges limites à l'aide d'un courant beaucoup plus faible dans l'enroulement de commande : c'est une véritable amplification de courant.

Une inductance saturable réalisée avec des tôles magnétiques ordinaires ne serait pas très efficace, ce matériau étant difficile à saturer. On utilise donc toujours des tôles spéciales au ferrosilicium ou au ferronickel à grains orientés ayant la courbe d'hystérésis approximativement rectangulaire de la figure E-22. Avec un tel noyau, il suffit de peu d'ampère-tours pour arriver à la saturation.

La disposition simple de la figure H-39 n'est pas utilisable pratiquement, car par un effet de transformateur, L_1 induirait une tension alternative dans L_2 , ce qui générerait la commande. Cet inconvénient n'existe plus avec le noyau magnétique à trois branches de la figure H-40.

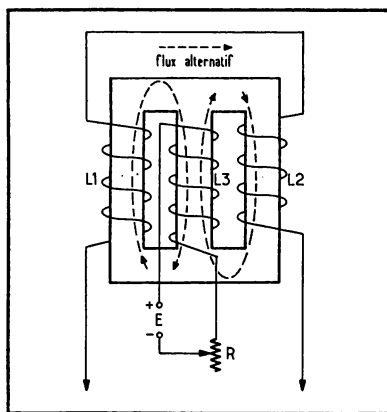


Fig. H-40. — Inductance saturable montée sur circuit à 3 branches.

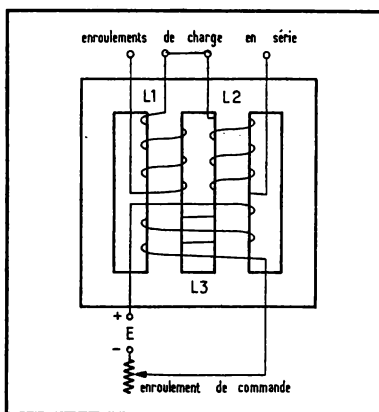


Fig. H-41. — Inductance saturable montée sur circuit à 4 branches.

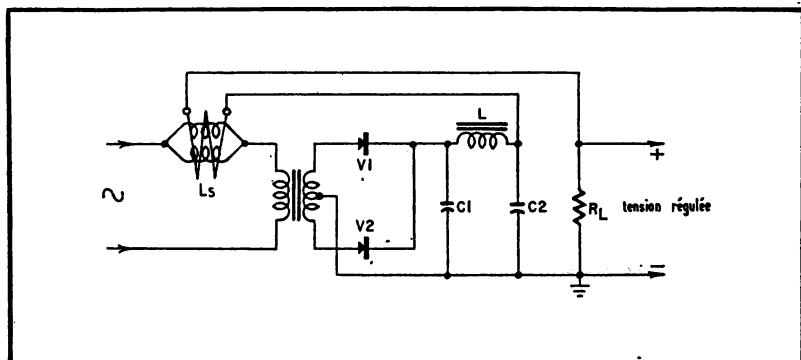
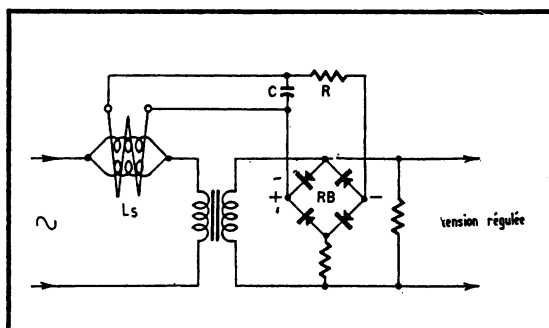


Fig. H-42. — Régulation d'une alimentation par inductance saturable.

L'enroulement de travail est fractionné en deux moitiés L_1 et L_2 placées sur les branches extérieures du circuit ; selon l'impédance désirée, ces deux moitiés peuvent être connectées en série ou en parallèle. Les connexions sont telles que leurs flux alternatifs s'opposent et s'annulent dans la branche centrale du circuit qui porte l'enroulement de commande L_3 dans lequel aucune tension alternative n'est induite. Il en va de même du circuit magnétique à quatre branches de la figure H-41. Les deux branches intérieures supportent les deux moitiés L_1 et L_2 de l'enroulement de travail, et l'enroulement de commande L_3 les entoure toutes les deux.

Les inductances saturables ont des applications très variées. On les utilise comme gradateurs d'illumination des projecteurs de théâtre où l'emploi de rhéostats conduirait à une dissipation de chaleur et à des pertes excessives. Des applications d'inductances saturables dans les ponts déphaseurs pour la commande de thyatronns ont été illustrées par les figures

Fig. H-43. — Régulation d'une tension alternative par inductance saturable.



H-36 et 37, et la figure F-17 est un autre exemple. Le courant continu de commande sature plus ou moins le circuit magnétique et réduit ainsi l'inductance apparente, donc le déphasage.

On peut se servir d'inductances saturables pour la régulation de tension ou de courant. Le courant redressé de l'alimentation de la figure H-42 passe par l'enroulement de commande de l'inductance saturable montée en série avec le primaire du transformateur. Si le débit augmente, la baisse de tension peut être compensée par une augmentation de la tension appliquée au primaire. C'est une régulation à courant constant ou à charge constante. La figure H-43 montre un stabilisateur de tension alternative. La tension sur le secondaire du transformateur est redressée par un pont redresseur et envoyée dans l'enroulement de

commande de l'inductance saturable pour compenser toute baisse de tension secondaire par une augmentation de la tension primaire. On peut encore accroître l'efficacité d'un tel régulateur par l'emploi judicieux de résistances non linéaires, varistances par exemple.

H. 9. — Amplificateurs magnétiques

Par ses propriétés amplificatrices, l'inductance saturable est déjà un amplificateur magnétique ; en tout cas, elle constitue l'élément essentiel de ce dernier. Nous n'avons pas réussi à trouver une délimitation stricte entre ces deux dispositifs. Certains amplificateurs magnétiques méritent le nom d'amplificateur puisqu'à un courant continu de commande correspond un courant continu de sortie ; mais dans beaucoup d'autres, le courant de sortie est alternatif, donc de nature différente du courant de commande.

Comme la saturation du noyau par le courant de commande ne peut avoir d'effet sur le courant transmis à la charge que pendant les alternances produisant une aimantation de même sens que le courant de commande, les autres alternances ne sont pratiquement pas modifiées par cette préaimantation de commande, ce qui fait que la variation totale du courant de travail est limitée. Par l'adjonction d'un redresseur D (fig. H-44), on ne laisse passer que les alternances « commandables ». (C'est cette présence de redresseur qui distingue, en fin de compte, l'amplificateur magnétique de l'inductance saturable.) Cet amplificateur

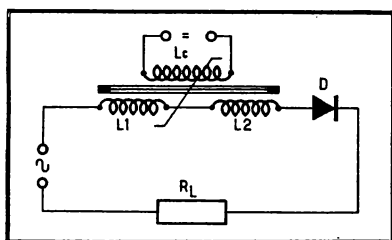
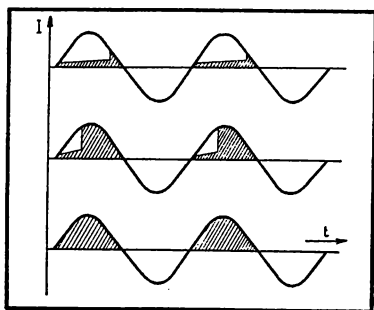


Fig. H-44. — Amplificateur magnétique autosaturé à une alternance.

Fig. H-45. — Variation du courant de travail de cet amplificateur avec un courant de commande croissant.



magnétique ne travaille donc que pendant une alternance sur deux, et la figure H-45 montre la variation du courant de travail au cours de la période pour un courant de commande croissant (de haut en bas).

L'amplificateur magnétique de la figure H-46 fonctionne pendant les deux alternances. En effet, les deux moitiés L_1 et L_2 de l'enroulement de travail sont branchées en sens opposé par rapport à l'alimentation et débitent donc à tour de rôle à travers le redresseur D_1 ou D_2 , mais toujours de manière à produire un flux de même sens que le courant de commande. Pour un courant de commande croissant (de haut en bas), le courant de travail varie donc au cours de la période comme il est indiqué sur la figure H-47.

Le dispositif de la figure H-48 fonctionne également sur les deux alternances. Il utilise 4 redresseurs montés en pont ouvert. Comme la charge R_L est branchée sur la diagonale « continu » du pont, elle est traversée par un courant unidirectionnel, ce qui convient aux moteurs à courant continu.

Comme son homologue électronique, l'amplificateur magnétique peut être soumis à une réaction qui modifie considérablement ses caractéristiques, et notamment le gain. Il faut

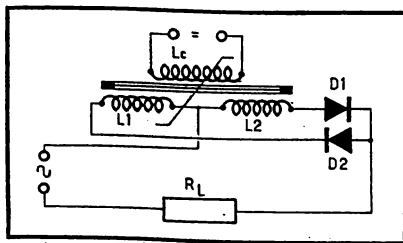


Fig. H-47. — Variation du courant de travail de cet amplificateur pour un courant de commande croissant.

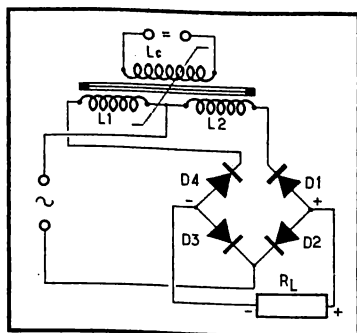
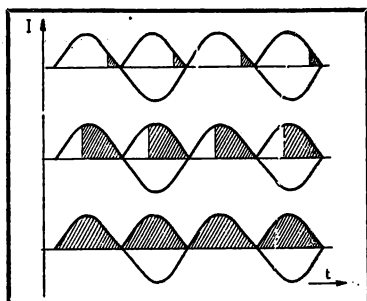
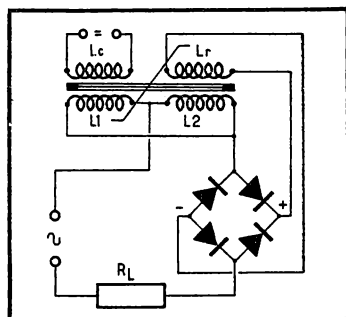


Fig. H. 48. — Amplificateur magnétique autosaturé à deux alternances pour commande d'une charge à courant continu.

Fig. H-49. — Amplificateur magnétique à réaction externe, la charge est alimentée en courant alternatif.



pour cela qu'une partie du courant de travail, redressée, soit appliquée à un enroulement de réaction L_r agissant dans le même sens que l'enroulement de commande L_c . C'est réalisé dans l'amplificateur à auto-excitation à réaction externe de la figure H-49. Le courant de travail traverse un redresseur en pont qui applique la tension redressée à l'enroulement de réaction L_r qui renforce encore l'action de L_c . On obtient ainsi des gains de courant de 200 à 300 (contre 10 sans réaction), et des gains de puissance de 10^4 à 10^5 (contre 40 environ). La différence est donc spectaculaire. Pour que le courant dans la charge soit unidirectionnel,

il suffit de la placer en série avec L_T sur le côté continu du pont redresseur (fig. H-50).

Une réaction (interne) existe déjà dans l'amplificateur à auto-excitation de la figure H-46 du fait que les courants de travail des enroulements L_1 et L_2 sont redressés par les diodes D_1 et D_2 . Selon la polarité instantanée des bornes d'entrée, un courant continu proportionnel à la valeur moyenne du courant alternatif dans R_L traverse $L_1 D_2$ ou $L_2 D_1$, et les enroulements sont connectés pour renforcer l'action du courant de commande. Dans ce montage, la charge est parcourue par un courant alternatif ; avec des redresseurs supplémentaires, on peut la faire fonctionner en courant unidirectionnel pseudo-continu.

Tous ces amplificateurs permettent de faire varier le courant dans la charge entre de larges limites ; ils ne permettent cependant pas de rendre le courant nul, car l'impédance des enroulements de travail ne saurait être infinie. Si le courant de sortie est unidirectionnel, il n'est pas non plus possible d'inverser sa polarité en suivant le sens du signal.

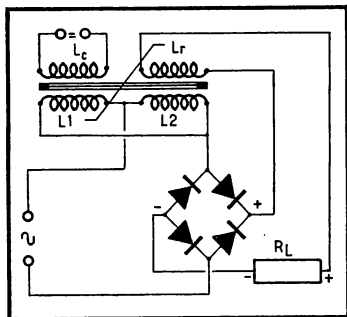


Fig. H-50. — Amplificateur magnétique à réaction externe, la charge est alimentée en courant continu.

On peut réaliser un amplificateur magnétique donnant une tension de sortie proportionnelle en grandeur et en signe au courant de commande en accouplant deux amplificateurs magnétiques semblables (ici à auto-saturation) de sorte que les tensions redressées à la sortie des ponts redresseurs s'opposent (fig. H-51). En l'absence de signal, les tensions développées aux bornes de R_1 et R_2 sont égales et de signe opposé, de sorte que les bornes de sortie A et B sont au même potentiel. Les enroulements de commande L_5 et L_6 sont connectés en série d'une manière telle qu'un courant donné augmente la saturation d'un circuit et diminue celle de l'autre. Ainsi, la tension de sortie peut être positive, négative ou nulle.

L'amplificateur magnétique peut être hermétiquement scellé pour résister à toutes les ambiances, et sa durée de vie est très grande. Sa gamme de puissances est pratiquement illimitée, de quelques milliwatts à de nombreux kilowatts. On peut monter plusieurs amplificateurs en cascade pour obtenir une grande amplification de puissance. Son encombrement est à peu près triple de celui d'un transformateur de même puissance, et inversement proportionnel à la fréquence d'alimentation qui est normalement de 50 à 2000 Hz. Son impédance d'entrée est normalement faible, de l'ordre de 0,1 à 3000 Ω , et s'adapte bien aux capteurs à faible impédance comme les thermocouples, les résistances photoconductrices et les jauges de contrainte. L'impédance de sortie est habituellement de 10 à 2000 Ω à 50 Hz, et davantage aux fréquences élevées. La dérive est pratiquement négligeable, et la stabilité et la linéarité sont de l'ordre de 0,5 à 10% du courant de travail maximal.

Le point faible de l'amplificateur magnétique est son temps de réponse relativement long. La constante de temps est fonction des constantes des circuits à courants continu et alternatif, elle est directement proportionnelle au gain de puissance et inversement proportionnelle à la fréquence d'alimentation, ce qui conduit dans certains cas à adopter une fréquence de travail élevée (500 à 2000 Hz). Pratiquement, on obtient des constantes de temps de 2 à 100 périodes de la fréquence d'utilisation, ce qui fait 0,04 à 2 s à 50 Hz. Un tel retard peut être gênant dans un système de commande à boucle fermée. (Ramey a conçu un amplificateur magnétique dont le temps de réponse n'est que d'une période de la fréquence d'alimentation, aux prix toutefois d'un gain de puissance plus réduit.)

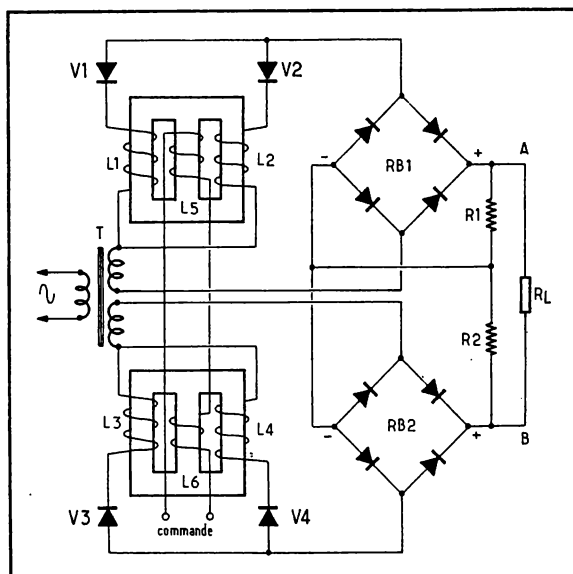
En montant deux amplificateurs en cascade, la constante de temps totale est à peu près la somme des constantes individuelles, tandis que le gain total est le produit des gains partiels. Pour un gain donné, on réduit donc le temps de réponse en montant plusieurs étages en cascade au lieu d'utiliser un seul amplificateur magnétique à gain élevé.

H. 10. — Commande de moteurs à courant continu

Selon le branchement de ses enroulements d'excitation, un moteur à courant continu (à collecteur) peut être du type série, shunt ou à excitation séparée. Le moteur série est caractérisé par un important couple de démarrage, ce qui lui vaut son emploi en traction électrique. Mais sa régulation de vitesse est médiocre, et il peut s'emballer à vide. Les moteurs shunt et à excitation séparée ont un couple de démarrage moyen, mais leur vitesse est facilement réglable en agissant sur le courant d'excitation ou d'induit. Pour cette raison, on les utilise dans la plupart des entraînements industriels.

Tous ces moteurs sont réversibles par inversion des connexions de l'induit ou de l'inducteur. Tandis que les moteurs shunt et à excitation séparée ne fonctionnent qu'en courant continu, le moteur série peut aussi être alimenté en courant alternatif, ce qui lui a valu le nom d'universel. Les petits moteurs sont toujours du type série. Le champ inducteur peut être produit par un aimant permanent ; dans ce cas, le fonctionnement n'est possible qu'en courant

Fig. H-51. — Amplificateur magnétique en tandem avec tension continue réversible de sortie.



continu. Il existe encore des moteurs compound à excitations série et shunt ou séparée combinées ; leurs propriétés sont intermédiaires entre celles des types série et shunt.

La vitesse d'un moteur shunt ou à excitation séparée augmente avec le courant d'induit et en raison inverse du champ inducteur. Jusqu'à une certaine vitesse dite vitesse de base, la meilleure commande de vitesse est obtenue par réglage de la tension appliquée à l'induit ; aux vitesses supérieures, on réduit le courant d'excitation pour augmenter la vitesse. En commande électronique, l'induit et l'inducteur sont généralement alimentés par des redres-

seurs séparés, commandés ou non ; le moteur dit shunt devient donc en fait un moteur à excitation séparée. Comme l'excitation ne demande qu'une fraction de la puissance consommée par l'induit, le redresseur correspondant est conçu pour une puissance beaucoup plus faible.

Une commande monoalternance par thyatron d'un moteur à excitation séparée est représentée sur la figure H-52. Le thyatron V_1 alimente l'induit pendant une partie de l'alternance positive fonction de son angle de conduction. Sa grille reçoit une tension alternative en quadrature de phase du pont déphaseur R C, superposée à une polarisation continue

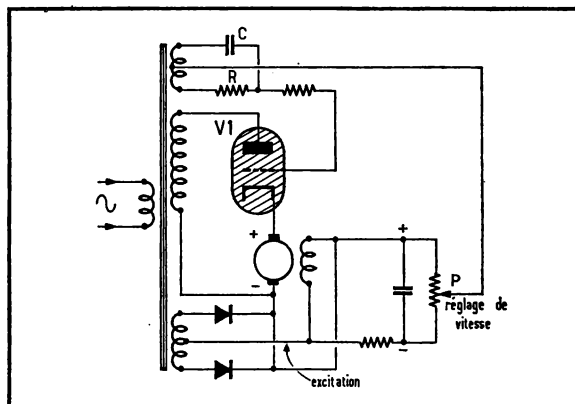


Fig. H-52. — Commande de moteur à courant continu par thyatron.

variable par le potentiomètre P. Le même redresseur alimente P et l'enroulement d'excitation. Avec P, on peut prérégler l'angle d'amorçage du thyatron, donc la vitesse du moteur.

Ce système a une propriété inhérente de régulation automatique de vitesse. En effet, en tournant, l'induit développe une f. c. e. m. proportionnelle à sa vitesse, et cette f. c. e. m. est appliquée entre cathode et grille. Lorsque la vitesse augmente, la cathode devient davantage positive, l'angle de conduction diminue et réduit la puissance fournie à l'induit ; le moteur ralentit. Ce système stabilise la vitesse à quelques pour cent près malgré de fortes variations de charge et est utilisable pour des moteurs dont la puissance peut atteindre 1 kW. Il faut bien entendu que la f. c. e. m. ait la polarité correcte, ce qui exclut la réversibilité du moteur.

La figure H-53 montre le schéma correspondant utilisant un thyristor S C R pour la commande monoalternance d'un moteur universel (1). On règle la vitesse du moteur en modifiant l'angle de conduction du S C R placé entre l'inducteur et l'induit par le potentiomètre P. Ici aussi, la f. c. e. m. de l'induit tournant réduit l'angle de conduction du S C R, donc la vitesse du moteur, et tend à la stabiliser. Au cours de l'alternance négative, le condensateur C_1 se décharge partiellement à travers P. Il se recharge pendant l'alternance positive à travers R_1 . Si le moteur est à l'arrêt, il n'y a pas de f. c. e. m., et un courant passe dans l'électrode de déclenchement du S C R dès que la tension V_p dépasse la chute de tension directe de la diode D_1 et de l'électrode de déclenchement. L'amorçage se produit donc au début de l'alternance, fournissant ainsi le maximum de puissance au moteur pour son démarrage. Lorsque le moteur monte en vitesse, la f. c. e. m. se développe (le balai supérieur est positif) et s'oppose au passage au courant de déclenchement provenant de C_1 tant qu'elle est inférieure à V_p . L'amorçage est ainsi retardé, et le moteur cesse d'accélérer. Si un accroissement de charge ralentit le moteur, la f. c. e. m. décroît, et l'angle de conduction augmente.

La figure H-54 montre une commande réversible de moteur universel, toujours à l'aide d'un seul thyristor. Ici, l'excitation est placée sur le côté alternatif. L'induit et le S C R sont branchés sur le côté continu d'un redresseur en pont sans filtrage et alimentés par des alternances positives. Le potentiomètre P détermine non seulement l'angle de conduction, mais

(1) S C R Manual, General Electric, 3^e édition, 1964.

aussi le sens de rotation, selon que l'amorçage a lieu pendant des alternances positives vraies ou négatives inversées par le redresseur. La régulation de vitesse ne joue ici que pour un seul sens de rotation.

Une commande monoalternance réversible de moteur à excitation séparée ou par aimant permanent est représentée sur la figure H-55. L'induit du moteur est branché ici en série avec les thyristors SCR_1 et SCR_2 connectés en tête-bêche série sur le réseau alternatif et est alimenté par les alternances positives ou négatives selon que c'est SCR_1 ou SCR_2 qui conduit, ce qui détermine le sens de rotation, la polarité du champ étant invariable. Le chemin du courant se ferme par l'un des redresseurs D_1 et D_2 , en parallèle sur les SCR avec une polarité opposée.

Fig. H-53. — Commande de moteur à courant continu par thyristor.

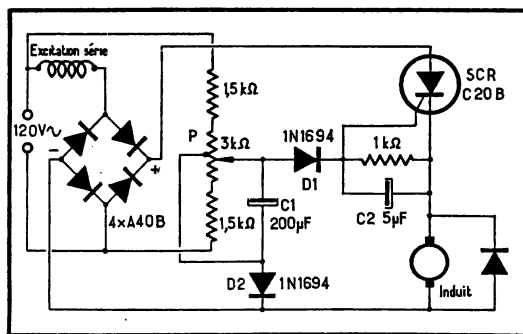
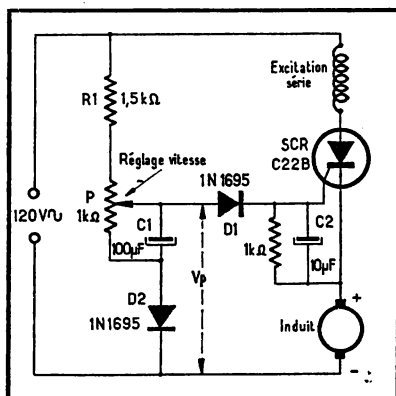


Fig. H-54. — Commande réversible de moteur à courant continu à thyristor.

Les deux SCR reçoivent leurs impulsions de déclenchement d'une diode à double base UJT commandée par le pont de référence $R_1 R_2 D_5 D_6$. Par le potentiomètre P , on ajuste la polarisation de repos de l' UJT plus ou moins au-dessus du point de déclenchement. Si $R_1 = R_2$, le pont est en équilibre, l' UJT ne reçoit aucun signal et ne déclenche aucun SCR ; le moteur est arrêté. En faisant varier R_1 ou R_2 , le pont est déséquilibré, un signal alternatif apparaît sur l'émetteur de l' UJT qui s'amorce pendant les alternances positives ou négatives selon le sens du déséquilibre et amorce celui des SCR qui est polarisé en sens direct, l'autre restant bloqué. Un déséquilibre en sens opposé amorce l'autre SCR .

En montant à la place de R_1 ou R_2 un capteur résistif (résistance photoconductrice, thermistance, potentiomètre transmetteur de position), on peut asservir la vitesse et le sens de rotation du moteur à la grandeur physique que l'on désire commander.

On réalise des servomoteurs série dont l'enroulement d'excitation double a un point milieu W relié à l'un des balais (fig. H-56). Il suffit d'un simple inverseur unipolaire K pour inverser le sens de rotation. Un tel moteur facilite la réalisation d'une commande électronique réversible, et la figure H-57 montre le schéma d'une telle commande à deux thyristrons. Par commande de phase par l'intermédiaire du transformateur T₂, on peut rendre conducteur V₁ ou V₂ durant une partie plus ou moins grande de son alternance positive. Le moteur est alors alimenté par les bornes X et Y ou X et Z et tourne dans le sens correspondant.

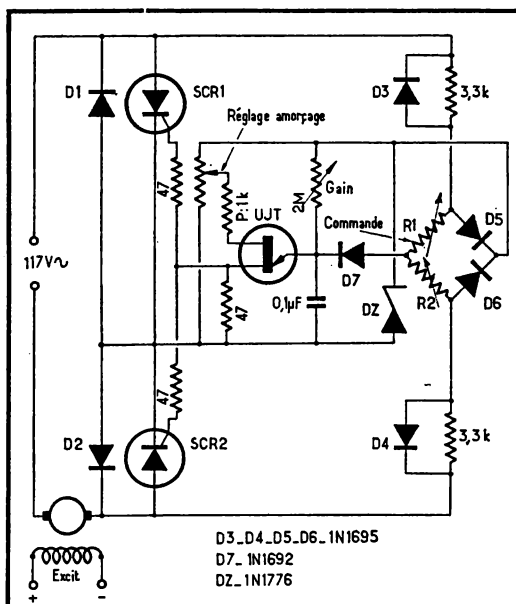
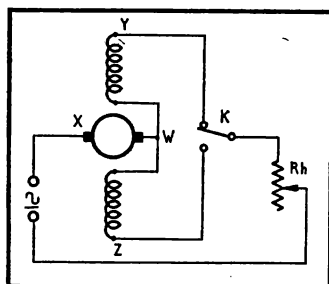


Fig. H-55. — Commande réversible de moteur à excitation séparée par thyristors.

Fig. H-56. — Inversion d'un moteur série à enroulement d'excitation double.



Dans un autre mode de fonctionnement, les deux thyristrons fonctionnent à tour de rôle, et la commande de phase fait varier leurs angles de conduction en sens inverse. Dans ces conditions, les deux enroulements inducteurs sont alimentés, et la différence des deux champs opposés donne le champ résultant qui détermine le sens de rotation. Si V₁ et V₂ ont le même angle de conduction, des courants égaux passent par L₁ et L₂, le champ résultant est nul, et le moteur reste au repos. Cette situation est mal tolérée par les moteurs habituels qui n'ont que leur faible chute de tension ohmique à opposer à la tension appliquée (la f. c. e. m.

Fig. H-57. — Commande par thyratrons d'un moteur série à double enroulement d'excitation.

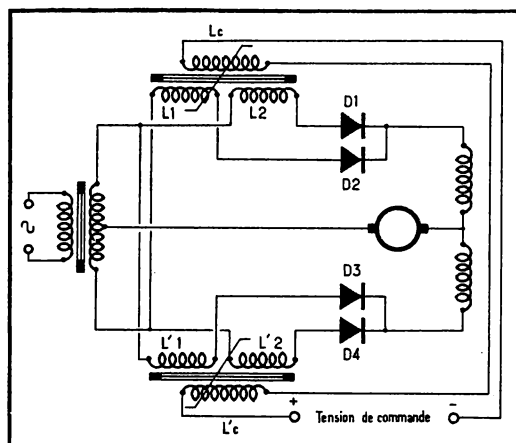
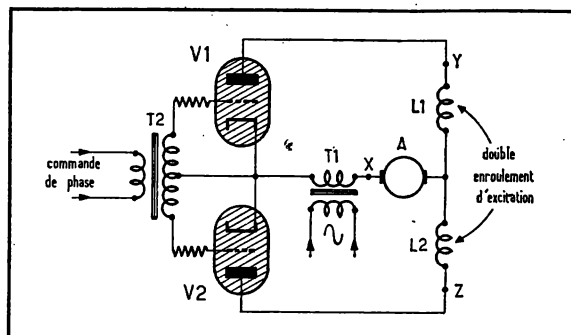


Fig. H-58. — Commande par amplificateur magnétique d'un moteur série à double enroulement d'excitation.

étant nulle à l'arrêt) et chauffent ainsi exagérément. Le moteur universel à enroulement à point milieu sorti est conçu pour supporter ce régime sans dommage.

La figure H-58 montre la commande réversible d'un tel moteur par un amplificateur magnétique autosaturé par les diodes D_1 à D_4 . Le courant de commande passant dans les enroulements L_c et L'_c augmente l'inductance apparente des enroulements L_1 et L_2 tout en diminuant celle de L'_1 et L'_2 , ou inversement, provoquant ainsi la rotation de l'induit dans un sens ou dans l'autre, avec un régime déterminé par le courant de commande. De tels montages sont utilisés dans les commandes de position. On obtient le même résultat avec des montages à thyristors.

H. 11. — Régulation de vitesse précise des moteurs à courant continu

On obtient déjà une régulation de vitesse assez bonne en se servant de la f. c. e. m. engendrée par l'induit pour faire varier l'angle d'amorçage des thyristors et tyrists, à l'exemple des montages des figures H-52 et 53. La précision de cette méthode simple est limitée par le fait qu'en plus de la f. c. e. m., on recueille aussi sur l'induit la chute de tension ohmique $R I$ proportionnelle au courant I dans la résistance R de l'induit. Du fait de $R I$, la tension d'induit n'est plus proportionnelle à la vitesse.

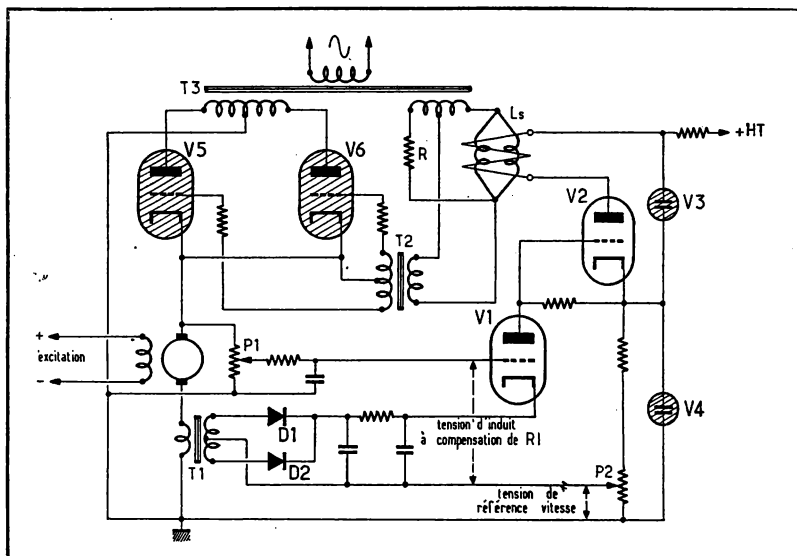


Fig. H-59. — Régulateur de vitesse de moteur à courant continu à compensation de la chute de tension RI

La commande de vitesse réglée de la figure H-59 comprend une compensation de RI . Le primaire du transformateur T_1 , en série avec l'induit, est traversé par un courant ondulé dont l'amplitude est approximativement proportionnelle à I . La tension secondaire de T_1 est redressée par D_1 et D_2 , filtrée et appliquée à la cathode du tube amplificateur V_1 . Par ailleurs, une fraction de la tension d'induit, prélevée par le potentiomètre P_1 , est injectée dans la grille de V_1 . Les deux signaux se combinent soustractivement dans le tube, et l'effet de RI est éliminé.

Le potentiel cathode de V_1 est déterminé par le potentiomètre P_2 qui fait partie d'un diviseur de tension dont la tension totale est stabilisée par un tube au néon V_4 . On applique ainsi entre cathode et retour de grille de V_1 une tension de référence qui permet de prérégler la vitesse choisie, quelle que soit la charge. La plaque de V_1 est en liaison directe avec la grille de V_2 dont le circuit anodique contient l'enroulement de commande d'une inductance saturable L_s dont les enroulements de travail montés dans un pont déphaseur déterminent l'angle d'amorçage des thyristors V_5 et V_6 . La puissance fournie au moteur est donc constamment asservie à la vitesse prérégulée, indépendamment de la charge.

Une autre méthode de régulation de vitesse précise consiste à utiliser la tension produite par une dynamo tachymétrique accouplée au moteur d'entraînement à réguler pour commander le courant fourni à son induit. Dans le régulateur de vitesse de la figure H-60, l'induit est alimenté par un redresseur commandé bialternance à deux thyristors V_1 et V_2 . L'inducteur est excité par une alimentation à tension constante (non représentée). Les grilles reçoivent en opposition de phase une tension alternative en quadrature produite par le pont de phase $R_1 C_1 R_2 C_2$ à laquelle est superposée une tension continue de commande développée par le tube V_3 sur sa résistance anodique R_4 .

La tension filtrée de la génératrice tachymétrique est appliquée à la grille de V_3 avec la polarité indiquée. Si un accroissement de la charge ralentit le moteur, le potentiel grille de V_3 diminue, ainsi que la chute de tension sur R_4 . La polarisation des thyristors diminue, et ils fournissent une puissance plus grande à l'induit pour lui permettre d'accélérer.

Les tubes V_3 et V_4 sont montés en amplificateur différentiel par couplage cathodique pour comparer la tension proportionnelle à la vitesse de la génératrice tachymétrique à une

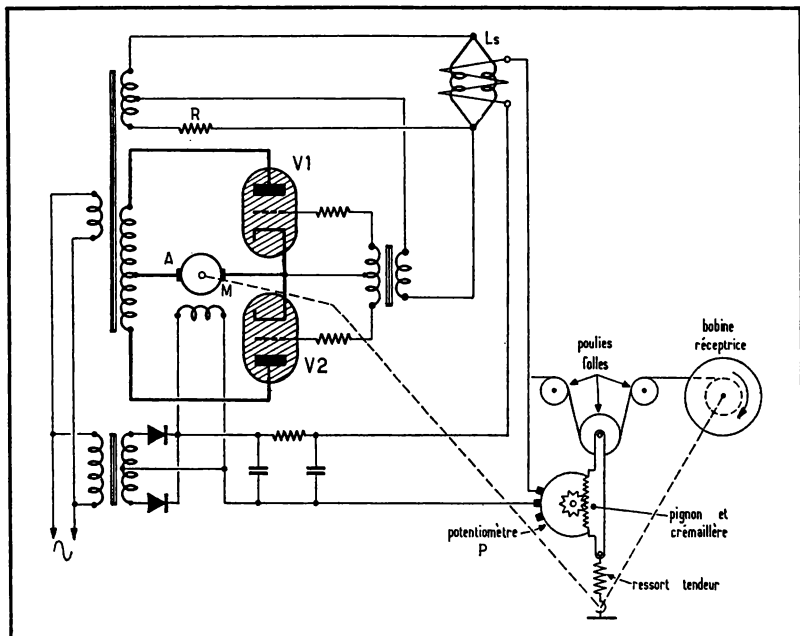


Fig. H-61. — Régulation électronique de la tension du fil de bobinage.

passer par ces trois poulies ; si sa tension augmente, elle surmonte en partie la force du ressort de rappel, et la poulie du bas remonte. Avec elle remonte une crémaillère qui fait tourner par un pignon l'axe du potentiomètre P. Ceci correspond à une variation du courant dans l'enroulement de commande de l'inductance saturable modifiant l'angle de conduction des thyristors de manière à maintenir la tension du fil constante par un ralentissement ou une accélération du moteur.

H. 12. — Commande de moteurs diphasés à induction

Dans les servomécanismes et entraînements de faible puissance, on utilise très souvent le moteur diphasé à induction qui a les avantages de n'avoir ni collecteur ni bagues et d'être très facile à commander électroniquement. Le rotor en tôles feuilletées porte dans ses encoches longitudinales des barres de cuivre ou d'aluminium dont les extrémités sont reliées par deux anneaux de cuivre ; cet aspect de « cage d'écureuil » a valu son nom au moteur. Le stator porte deux enroulements L_1 et L_2 auxquels on applique les tensions $e_1 = E \sin \omega t$ et $e_2 = E \sin (\omega t + \pi/2)$ (fig. H-62). Comme les pôles sont décalés de 90° , les deux enroulements produisent un champ tournant qui induit des tensions dans les barres du rotor. Ces barres formant des spires court-circuitées, le courant induit engendre un champ magnétique qui se compose avec le champ tournant pour faire tourner le rotor dans le sens de ce dernier, sans toutefois atteindre la même vitesse, car la tension induite, et de ce fait aussi le couple, seraient nuls. C'est un moteur *asynchrone*, par opposition au moteur *synchrone* qui ne peut tourner qu'à la vitesse du champ tournant.

Le couple développé par le moteur diphasé est proportionnel aux tensions e_1 et e_2 , ainsi qu'au sinus de l'angle φ de déphasage entre e_1 et e_2 . Si les deux phases sont en quadrature,

Fig. H-62. — Schéma du moteur diphasé à induction.

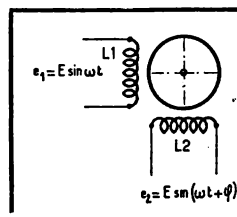


Fig. 63. — Alimentation en monophasé d'un moteur diphasé.

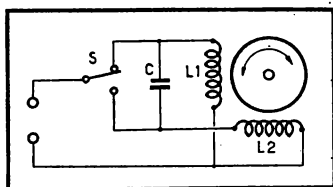
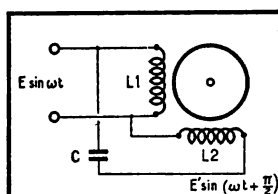
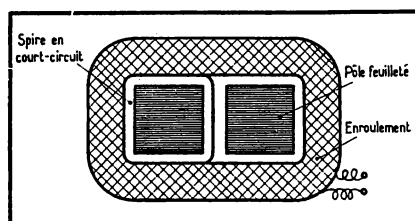


Fig. H-64. — Inversion du sens de marche d'un moteur diphasé.

Fig. H-65. — Pôle bagué d'un moteur diphasé (non réversible)



$\sin \varphi = 1$, et le couple est maximal. Pour inverser le sens de marche, il suffit de permuter les phases ou d'inverser l'un des enroulements.

Pour faire fonctionner un tel moteur en courant monophasé, il faut créer une phase auxiliaire. Ce résultat peut être obtenu par un condensateur C de capacité suffisante, monté en série avec L_2 (fig. H-63). Si les enroulements L_1 et L_2 sont semblables, on peut inverser le sens de rotation à l'aide d'un inverseur ou relais unipolaire S (fig. H-64).

On peut aussi obtenir la phase auxiliaire par une spire en court-circuit en cuivre de forte section entourant une partie de la pièce polaire et constituant l'enroulement de quadrature (moteur à pôles bagués, fig. H-65). C'est certainement la solution la plus économique, et il existe des quantités énormes de moteurs de ce type. Mais les « bagues » déterminent le sens

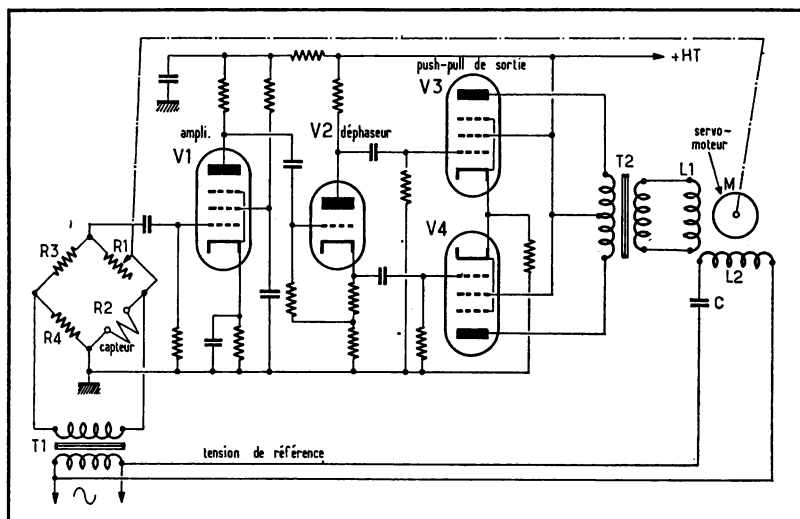


Fig. H-66. — Pont autoéquilibrer à servomoteur diphasé.

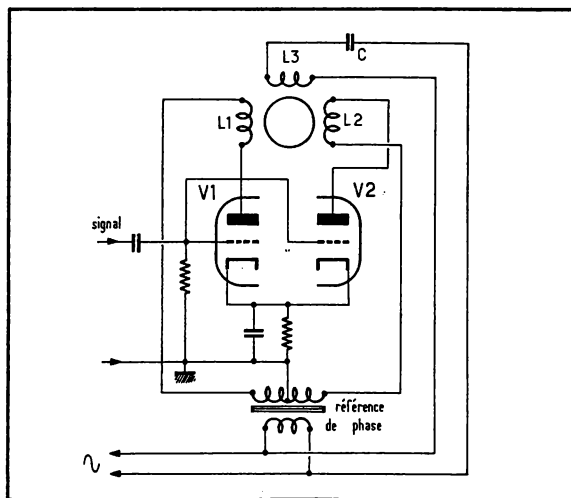


Fig. H-67. — Commande de moteur diphasé par amplificateur alimenté en courant alternatif.

de rotation une fois pour toutes, et le moteur n'est plus réversible. Pour obtenir un entraînement réversible, on monte parfois sur un axe commun deux moteurs « bagués » à sens opposés de rotation et on les excite alternativement ou différemment.

Dans les servomoteurs diphasés habituellement utilisés, les deux enroulements sont dissemblables. L'enroulement de *commande* L_1 est conçu pour demander le moins de puissance possible à l'amplificateur qui le commande, et l'enroulement de *référence*, alimenté par le réseau ou par l'oscillateur de référence, fournit la puissance nécessaire. Le couple moteur peut être proportionnel à la phase ou à l'amplitude de la tension d'erreur, voire aux deux. Le moteur est donc conçu pour supporter l'application des tensions nominales sans tourner.

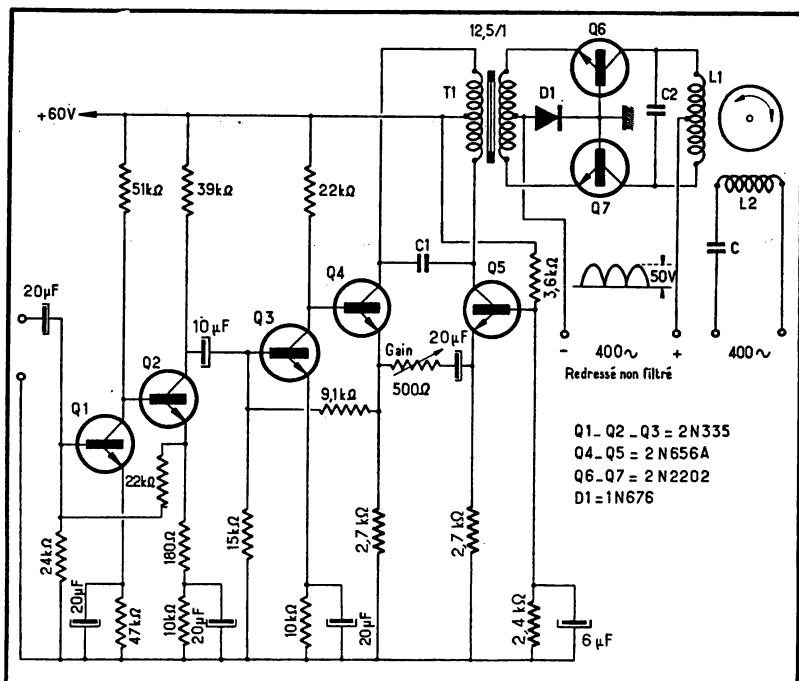


Fig. H-68. — Servoamplificateur à transistors pour moteur diphasé.

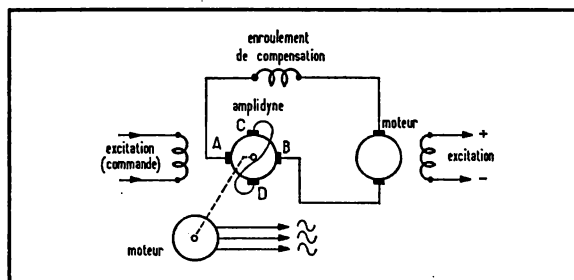
La tension d'erreur provoque la rotation dans le sens approprié ; si elle disparaît, ou si le déphasage entre les deux tensions devient nul ($\sin \varphi = 0$), le moteur s'arrête.

Un pont de Wheatstone alimenté en courant alternatif 50 ou 400 Hz autoéquilibré par moteur diphasé est représenté sur la figure H-66. Le capteur résistif R_2 est monté dans un pont dont la tension d'erreur est appliquée à un amplificateur composé d'un étage préamplificateur V_1 , d'un déphaseur V_2 et d'un étage de sortie en push-pull V_3 V_4 qui attaque l'enroulement de commande L_1 du moteur par l'intermédiaire du transformateur T_2 . L'enroulement de référence L_2 , en série avec le condensateur déphaseur C , est branché directement sur le réseau (ou l'oscillateur de référence, s'il y a lieu) ; il est alimenté en permanence. Si le pont n'est pas en équilibre, il y a une tension d'erreur qui est amplifiée, un courant alternatif passe par L_1 . Selon le sens du déséquilibre, la tension d'erreur est en quadrature avant ou arrière par rapport à la tension appliquée à L_2 , elle-même en quadrature par rapport à la tension d'alimentation grâce au condensateur C . Le moteur tourne donc dans un sens ou dans l'autre et entraîne l'axe du potentiomètre R_1 de manière à rétablir l'équilibre. Dès que la tension d'erreur est nulle, le moteur s'arrête. Dans cet exemple, le déphasage est pratiquement constant ($\sin \varphi = \pm 1$) ; seules varient l'amplitude et la polarité.

Le servomoteur de la figure H-67 est commandé par des variations de phase. Les tubes amplificateurs V_1 et V_2 sont alimentés en courant alternatif en opposition de phase, ils conduisent à tour de rôle, chacun pendant son alternance positive, et font alors passer un courant dans la partie L_1 ou L_2 de l'enroulement de commande double qui se trouve connecté en série. L_3 est l'enroulement de référence. La conduction n'est toutefois possible que si la phase de la tension d'erreur appliquée aux deux grilles en parallèle le permet. Si ce signal est en phase avec la tension à la plaque de V_1 , ce tube va conduire pendant son alternance positive. A l'alternance suivante, la tension grille de V_2 sera en opposition de phase avec la tension

génératrice à courant continu dont l'excitation est réalisée par un redresseur commandé (fig. H-69). (Dans les installations de grande puissance, une excitatrice montée sur le même arbre alimente l'inducteur de la génératrice, et c'est l'excitation de l'excitatrice qui est réglée électroniquement.) Ce groupe moteur-génératrice peut être monté dans la salle des machines, à distance du moteur d'entraînement du laminoir (par exemple) dont l'inducteur est excité par une alimentation à tension constante. L'induit du moteur est branché directement sur l'induit de la génératrice. C'est donc cette dernière qui détermine la vitesse du moteur, la variation étant obtenue en agissant sur l'excitation de la génératrice. Comme il suffit d'une variation relativement faible de l'excitation de la génératrice pour obtenir une variation importante de la tension appliquée à l'induit du moteur, nous sommes en présence d'un amplificateur tournant.

Fig. H-70. — Amplidyne alimentant l'induit d'un moteur d'entraînement à excitation séparée.



Une génératrice tachymétrique est montée sur l'arbre du moteur d'entraînement. Elle fournit une tension proportionnelle à la vitesse E_t qui est opposée à une tension de référence E_r réglable par un potentiomètre P. La tension d'erreur résultante est appliquée à un amplificateur à transistors qui commande par amplificateur magnétique l'angle d'amorçage des thyristors fournissant le courant d'excitation à la génératrice. Le système maintient donc la vitesse prérégulée par P. Si l'entraînement doit être réversible, on inverse la polarité de la tension appliquée à l'induit du moteur par un contacteur ; il est en effet préférable de ne pas inverser la polarité du courant d'excitation du moteur. Le même contacteur inverse simultanément la sortie de la génératrice tachymétrique pour que E_t reste opposée à E_r malgré l'inversion du sens de marche.

H. 14. — L'amplidyne

L'amplidyne est un autre type d'amplificateur tournant destiné particulièrement aux entraînements industriels de grande puissance. C'est une génératrice à courant continu d'un type spécial présentant, en plus du jeu normal de balais A B prélevant la tension produite, un jeu additionnel de balais C D perpendiculaires à A B et reliés ensemble (fig. H-70). Ces balais court-circuités font passer un courant intense dans l'induit, et un flux transversal intense, perpendiculaire au flux de l'inducteur, se développe. Ce flux transversal induit dans l'induit tournant une tension disponible entre les balais A et B et utilisée pour alimenter l'induit du moteur d'entraînement à réguler.

La tension produite par l'amplidyne dépend de l'excitation comme dans toute autre génératrice à courant continu. Toutefois, à cause du flux transversal produit dans la machine, il suffit d'une variation de courant d'excitation relativement faible, de 30 à 100 mA par exemple, pour faire passer le courant d'induit de 10 à 200 A. (Dans une génératrice normale, il faudrait utiliser des courants d'excitation quelque 100 fois plus forts pour obtenir le même résultat.) Tandis que le gain en puissance sortie/excitation est de 25 à 100 pour une génératrice à courant continu, on obtient des gains de 10 000 et davantage avec l'amplidyne.

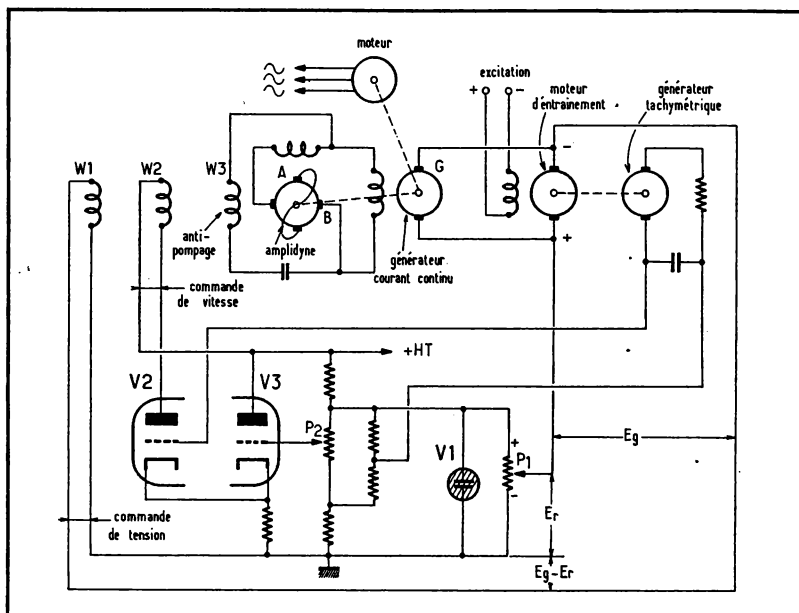


Fig. H-71. — Système amplidyne à enroulements multiples pour régulation de vitesse et de tension.

Le courant débité produit un flux de réaction d'induit s'opposant au flux de l'enroulement de commande (il convient d'appeler ainsi l'enroulement d'excitation de l'inducteur) et empêche ainsi l'action de commande. Cet effet est compensé par un enroulement de compensation placé sur les pôles et connecté en série avec l'induit pour être traversé par le courant total de charge. La faible puissance nécessaire à l'enroulement de commande facilite son adaptation aux amplificateurs électroniques. Comme ces enroulements à faible puissance occupent peu de place, on peut monter plusieurs bobinages (habituellement de 2 à 6) sur chaque pôle, ce qui permet de réaliser des systèmes de commande raffinés, comme dans la technique des amplificateurs magnétiques.

La régulation de vitesse par amplidyne d'un grand système d'entraînement industriel est représenté sur la figure H-71. Un moteur triphasé alimenté par le réseau entraîne l'amplidyne et une génératrice à courant continu dont l'excitation est assurée par la tension de sortie de l'amplidyne. L'induit de la génératrice alimente directement l'induit du moteur d'entraînement à excitation séparée accouplé avec une génératrice tachymétrique.

Ici, l'amplidyne est pourvu de trois enroulements de commande W_1 , W_2 et W_3 . W_1 sert à la régulation de la tension E_Y produite par la génératrice en opposant E_g à une tension de référence E_r réglable au moyen du potentiomètre P_1 . La tension aux bornes de P_1 est stabilisée par un tube au néon V_1 . Si $E_g = E_r$, aucun courant ne traverse W_1 . Un déséquilibre même léger suffit pour renforcer ou affaiblir le champ de commande existant, selon le sens du déséquilibre.

La génératrice tachymétrique mesure la vitesse du moteur. Les tubes V_2 et V_3 forment un amplificateur différentiel à couplage cathodique, et la tension proportionnelle à la vitesse est appliquée à la grille de V_2 . Le potentiel de la grille de V_3 est déterminé par la position du potentiomètre P_2 , également stabilisé par V_1 , qui permet de prérégler la vitesse choisie.

L'enroulement de commande W_2 est parcouru par le courant plaque de V_2 . Si le moteur ralentit, un courant plus intense traverse W_2 , le débit de l'amplidyne augmente, et de ce fait celui de la génératrice aussi ; le moteur accélère.

Contrairement à la génératrice à courant continu, l'amplidyne répond immédiatement à toute variation du courant de commande, ce qui peut conduire à un comportement instable dit pompage. L'enroulement W_3 ne sert pas à la commande, mais est destiné à combattre ce pompage. Le condensateur C transmet à W_3 les variations de la tension de sortie dues aux variations rapides du champ de commande. Le champ de W_3 s'oppose ainsi à ces variations et introduit un amortissement suffisant pour éviter toute instabilité. C ne transmet naturellement que les transitoires et bloque la composante continue.

TABLE DES MATIÈRES

A. Les voies et les moyens de l'électronique industrielle

1. Electricité et électronique	7
2. L'électronique, outil de l'industrie moderne	7
3. Problèmes de fiabilité	8
4. Techniques de fiabilité. La redondance	10
5. Dispositions pour faciliter la maintenance	11
6. Commandes continues et discontinues	13
7. Systèmes à boucle ouverte et à boucle fermée	15
8. Régulateurs, systèmes asservis et servomécanismes	18
9. Comportement transitoire d'un servomécanisme	20
10. Optimisation des systèmes asservis	22
11. Méthodes de zéro pour mesures précises	26
12. Ponts de mesure	26
13. Mesure potentiométrique des tensions	29

B. Capteurs de mesure :

1. Transmetteurs de position à résistance variable	32
2. Jauges de contrainte	35
3. Capteurs de température résistifs	39
4. Mesure de la conductivité et du pH des liquides	41
5. Capteurs capacitifs	42
6. Capteurs inductifs	44
7. Transmetteurs synchrones de position angulaire	48
8. La roue phonique	51
9. Génératrices tachymétriques	52
10. Tubes photoémissifs	53
11. Dispositifs photoélectriques à l'état solide	56
12. Utilisation des cellules photoélectriques	59
13. Capteurs à effet Hall	63

C. Eléments de base des systèmes électroniques :

1. Types d'amplificateurs	66
2. Amplificateurs à tubes à vide	67
3. Amplificateurs à tubes à liaisons directes	72
4. Amplificateurs à transistors	75
5. Amplificateurs à transistors à liaisons directes	78
6. Amplificateurs à courant porteur	79

7. Modulateurs à découpage	82
8. Le transistor en régime de commutation	87
9. La contre-réaction	89
10. Abaisseurs d'impédance	92
11. Oscillateurs	93
12. La famille des multivibrateurs	98
13. Quelques autres montages importants	104
14. Circuits déphaseurs	106
15. Transformation de formes d'onde	107
16. Thyratrons (à cathode chaude)	108
17. Thyratrons (à cathode froide)	111
18. Thyristors et autres dispositifs commutateurs à l'état solide	113
19. La diode à double base (UJT)	118
20. Dispositifs non-linéaires	121

Contrôle, tri et comptage automatiques :

1. Philosophie générale	126
2. Différentes classes de systèmes de contrôle	126
3. Commutateurs pas-à-pas pour contrôles séquentiels	128
4. Contrôle automatique de câblages par pas-à-pas	129
5. Contrôle en série de résistances	131
6. Contrôle de composants réactifs	132
7. Vérification de châssis et sous-assemblages	133
8. Ponts et potentiomètres à autoéquilibrage	134
9. Amplificateurs galvanométriques	136
10. Inspection dimensionnelle automatique	138
11. Inspection automatique de qualité	139
12. Compteurs électromagnétiques	139
13. Tubes de comptage et d'affichage décimal	141
14. Compteurs et minuterics électroniques pré-réglés	143
15. Comptage du nombre d'événements par unité de temps	146
16. Voltmètres à affichage numérique	147
17. Le comptage binaire	148
18. Compteur à bascules Eccles-Jordan	150
19. Compteur binaire-décimal	151
20. Le comptage industriel	155

La commande numérique d'opérations :

1. « L'intelligence » limitée de l'automatisme	157
2. Opérations de logique	158
3. Tracé de schémas de logique	162
4. Relais statiques	163
5. Commutation statique par éléments magnétiques	167
6. Convertisseurs analogique-numérique	170
7. Commandes à programme	171
8. Commandes numériques de machines-outils	172
9. Systèmes à autoadaptation	173
10. Calculateurs analogiques	177
11. La conduite automatique d'usines entières (Automation)	182

F. Chauffage, soudage et usinage électroniques :

1. Le chauffage haute fréquence	183
2. Le chauffage diélectrique	184
3. Le chauffage par induction H.F.	188
4. Chauffage par faisceau électronique	190
5. Commande électronique du soudage par résistance	192
6. Temporisateur de soudage	195
7. Commande synchrone de soudage	196
8. Commande séquentielle de soudage à quatre intervalles	197
9. Commande électronique d'une soudeuse à arc	198
10. Applications industrielles des ultrasons	199
11. Nettoyage et mélange de liquides par ultrasons	202
12. Usinage par ultrasons	202
13. Soudage aux ultrasons	203
14. Usinage par étincelles	204

G. Dispositifs électroniques de sécurité :

1. Protection d'opérateurs de presses et de cisailles	206
2. La sécurité des dispositifs de sécurité	208
3. La surveillance des flammes	208
4. Détecteur d'incendie et de fumée	209
5. Détecteurs de métaux	211
6. Détecteurs d'intrus	213
7. Détecteur des rayonnements ionisants	214

H. Conversion et commande de puissance électrique :

1. Types et branchements des redresseurs	216
2. Redresseurs commandés	221
3. Alimentations stabilisées	228
4. Stabilisation de la tension du réseau	229
5. Convertisseurs de tensions continues	231
6. L'ignitron	234
7. Commande de puissance par ignitrons	236
8. Inductances saturables	236
9. Amplificateurs magnétiques	240
10. Commande de moteurs à courant continu	243
11. Régulation précise de vitesse de moteurs à courant continu	247
12. Commande de moteurs diphasés à induction	250
13. Le groupe Ward-Leonard	254
14. L'amplidyne	255

AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE ET THYRATRON AU SILICIUM DANS L'INDUSTRIE , par L. Nosbom. — Théorie de l'amplification magnétique; amplificateur magnétique autosaturé thyatron au silicium; commande des thyratrons au silicium par amplificateurs magnétiques.	184 pages, format 16-24	30 F
COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES (TECHNOLOGIE DES) , par R. Besson. — Étude technologique des résistances, bobinages et condensateurs.	264 pages, format 16-24	27 F
EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS , par J. P. Cehmichen. — Livre de base traitant de toutes les applications des semiconducteurs dans tous les secteurs de l'électronique.	376 pages, format 16-24	30 F
LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE , par A. Haas. — Équipement et installation; sources d'alimentation; indicateurs galvanométriques; oscilloscopes et enregistreurs; étalons et étalonnage.	248 pages, format 16-24	24 F
L'ÉLECTRONIQUE?... RIEN DE PLUS SIMPLE! par J.-P. Cehmichen. — Les ressources de la technique permettent d'imaginer de nombreuses façons de capter un phénomène pour s'en servir, après transformation pour une commande ou un contrôle. Ce sont ces multiples possibilités qui font l'objet de cet ouvrage d'initiation.	248 pages, format 18-23	27 F
MESURES ÉLECTRONIQUES , par A. Haas. — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.	264 pages, format 16-24	27 F
L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL , par A. Haas. — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.	224 pages, format 16-24	18 F
PRATIQUE ÉLECTRONIQUE , par J.-P. Cehmichen. — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.	304 pages, format 16-24	13,50 F
RADIO-ISOTOPES DANS L'INDUSTRIE (LES) , par R. Krämer. Sources radioactives; détection des rayonnements; mesure de la radioactivité; applications industrielles; protection.	260 pages, format 16-24	33 F
TECHNIQUE DE L'OSCILLOSCOPE , par A. Haas. — Principe et constitution du tube cathodique; étude des circuits d'amplification et de balayage; utilisation.	216 pages, format 16-24	21 F
TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS , par J.-P. Cehmichen. — Un ouvrage très documenté imprimé en plusieurs couleurs; étude des matériaux et détails technologiques concernant aussi bien les prototypes que les fabrications en petites ou grandes séries.	224 pages, format 16-24	27 F
TRAITEMENT ÉLECTRONIQUE DE L'INFORMATION , par L.-I. Gutemakher. — Traduit du russe, cet ouvrage analyse les différentes méthodes de mémoires et de transfert d'informations dans les calculateurs numériques.	152 pages, format 16-24	18 F
TRANSFORMATEURS (CALCUL ET RÉALISATIONS DES) par Ch. Guilbert. — Transformateurs d'alimentation, transformateurs B. F., inductances de filtrage, relais.	160 pages, format 16-24	13,50 F
TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE (LE) , par H. Schreiber. — Alimentations stabilisées, convertisseurs de courant, transistors en impulsion, production et transformation de signaux, amplificateurs de mesure et de commande.	264 pages, format 16-24	24 F
VOLTMÈTRES ÉLECTRONIQUES MODERNES , par A. Haas. — Principes de base, réalisation de divers modèles, emploi pratique; ouvrage entièrement nouveau.	96 pages, format 16-24	4,80 F
VOTRE RÈGLE À CALCUL , par Ch. Guilbert. — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement.	72 pages, format 21-27	9 F

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS-VI

C. P. Paris 1164-34

L'électronique devient une discipline de plus en plus complexe, composée d'un nombre de plus en plus important de branches spécialisées.

Cependant dans toute réalisation industrielle, suivant la fonction demandée, un certain nombre de sous-ensembles se retrouvent constamment - capteurs de mesure; circuits électroniques de base; contrôle, tri et comptage automatiques; commande numérique d'opérations; chauffage, soudage et usinage électroniques; dispositifs électriques de sécurité... et sont particulièrement approfondis dans cet ouvrage.

Pour faire comprendre rapidement l'intérêt et les avantages des procédés électroniques, le sujet est présenté sous un angle essentiellement pratique, toujours centré sur la réalité physique des phénomènes mis en jeu.

Illustré de nombreux schémas ce livre permet l'étude des appareillages industriels les plus complexes.